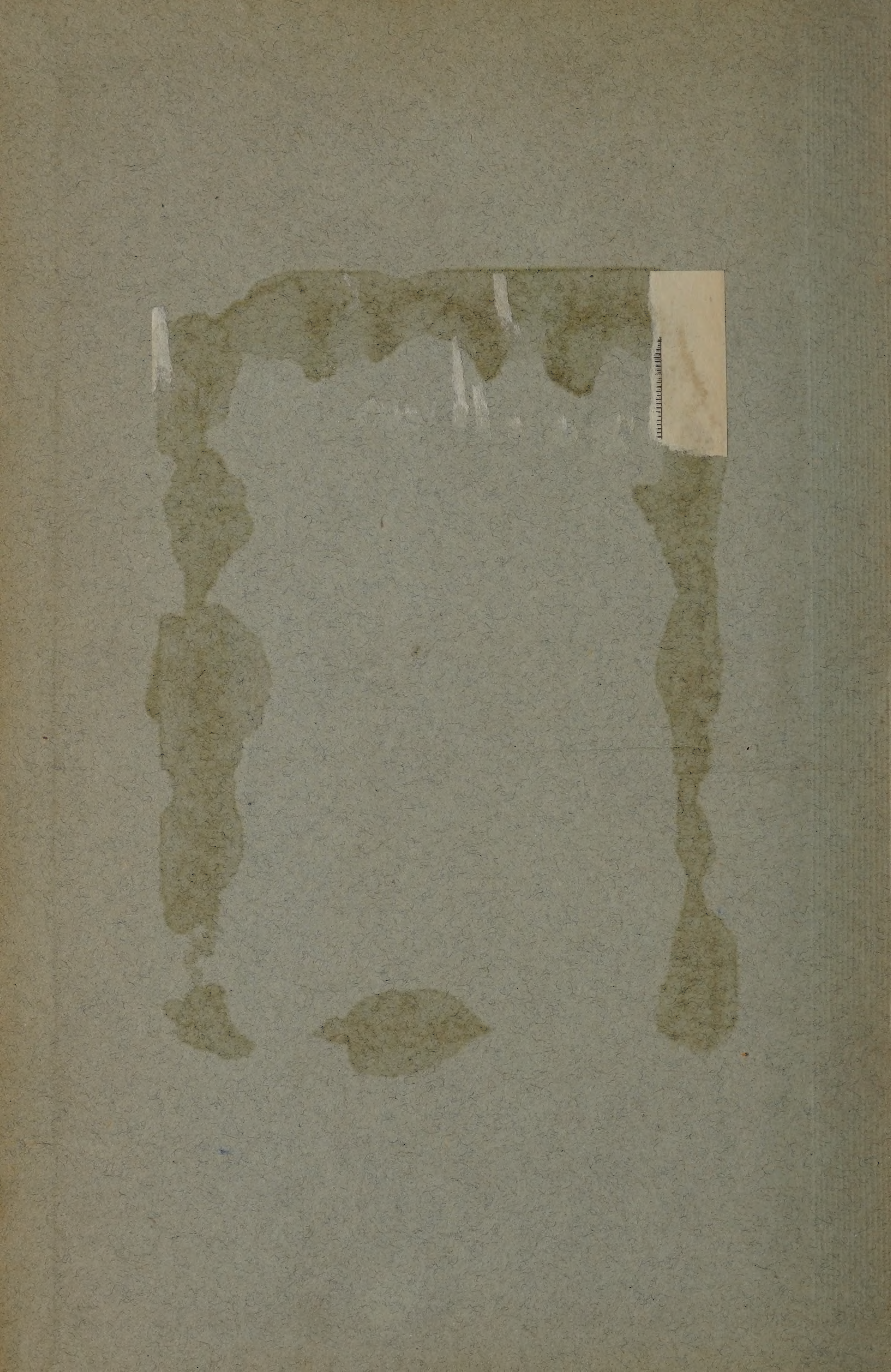

MIT LIBRARIES
3 9080 01930 0539



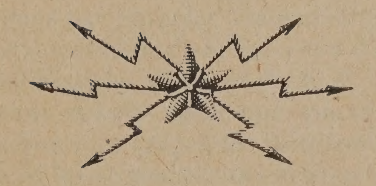
TÉLÉGRAPHIE ET TÉLÉPHONIE
SANS FIL

COULOMMIERS
Imprimerie Paul BRODARD.

BIBLIOTHÈQUE DES ANNALES DES POSTES, TÉLÉGRAPHES ET TÉLÉPHONES

TÉLÉGRAPHIE ET TÉLÉPHONIE SANS FIL

Par M. VEAUX
Ingénieur des Télégraphes
Professeur à l'École supérieure des P. T. T.



PARIS
LIBRAIRIE DE L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE
Léon EYROLLES, Éditeur
3, Rue Thénard
1923

INTRODUCTION

La Télégraphie sans fil est l'une des applications spéciales d'un chapitre d'électrotechnique, celui qui traite des courants de haute fréquence. Les lois qui régissent les phénomènes utilisés sont celles déjà étudiées en électricité industrielle; mais par suite de la haute fréquence des courants en jeu, certains phénomènes d'ordre secondaire pour des courants continus ou à variation lente, prennent ici une importance considérable, ce qui pourrait faire croire tout d'abord à une nature différente de ces phénomènes et à l'existence de lois particulières à la haute fréquence; en réalité, aujourd'hui où il est possible d'obtenir toutes les fréquences voulues, on peut suivre d'une façon continue les propriétés des courants et constater les variations continues de ces propriétés avec la fréquence.

Nous commencerons par rappeler très succinctement certaines lois et certains résultats étudiés dans les cours d'électricité ordinaires, mais particulièrement utiles en T. S. F.

Nous rassemblerons ensuite dans une deuxième partie intitulée « Radiotechnique » les propriétés principales des courants de haute fréquence et les connaissances auxquelles nous ferons constamment appel dans la suite.

Alors nous serons à même d'aborder l'étude des appareils d'émission et de réception.

Nous terminerons enfin par l'examen du réseau radiotélégraphique français et par des considérations sur les méthodes d'exploitation utilisées en T. S. F.

En définitive cet ouvrage comprendra quatre parties distinctes :

I. — Rappel de quelques lois d'électricité.
II. — Radiotechnique.
III. — Appareils d'émission et de réception.
IV. — Etude du réseau radiotélégraphique français. Méthodes d'exploitation de ce réseau.

TÉLÉGRAPHIE

ET

TÉLÉPHONIE SANS FIL

PREMIÈRE PARTIE

RAPPEL DE QUELQUES LOIS D'ÉLECTRICITÉ

I. GÉNÉRALITÉS. — Champ électrique. — Sa définition en tout point. — Lignes de force. — Champ uniforme. — Flux de force à travers une surface.

II. CAPACITÉ. CONDENSATEUR. — Capacité d'un conducteur isolé. — Unités de capacité. — Condensateurs. — Capacité d'un condensateur. — Pouvoir inducteur spécifique d'un isolant. — Calcul de la capacité d'un condensateur connaissant ses dimensions géométriques et la nature du diélectrique qui sépare ses armatures. — Formes usuelles des condensateurs. — Énergie emmagasinée dans un condensateur chargé. — Énergie maxima que peut supporter un condensateur; rigidité diélectrique d'un isolant. — Théorie du condensateur. — Couplage des condensateurs.

III. MAGNÉTISME. — Champ magnétique. — Sa définition en tout point. — Lignes de force. — Champ uniforme. — Flux de force magnétique à travers une surface.

ÉLECTROMAGNÉTISME. — Généralités. — Définition du coefficient de self-induction d'un conducteur. — Coefficient d'induction mutuelle entre deux circuits. — Application à la construction d'une self variable : variomètre. — Unités. — Remarque.

IV. INDUCTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE. — Énoncé des lois. — Applications. — Établissement du courant dans un circuit comprenant une f. é. m. constante, self et résistance. — Constante de temps d'un circuit. — Énergie magnétique. — Application. — Phénomènes qui se produisent lors de la rupture d'un circuit comprenant une self et parcouru par un courant constant : étincelle de rupture. — Moyens de supprimer l'étincelle.

I. — GÉNÉRALITÉS

Champ électrique. Sa définition en tout point. Lignes de force (1). — Dire qu'un corps conducteur est électrisé, c'est dire qu'il communique au milieu isolant qui l'entoure certaines propriétés spéciales; si, en particulier, dans ce milieu on approche un autre corps conducteur de très faibles dimensions, électrisé lui

(1) Nous ne rentrerons pas dans les détails qui sont à voir dans les cours d'électricité.

aussi, on constate qu'il est soumis à une certaine force : on dit qu'il est situé dans le *champ électrique* créé par le corps électrisé.

Cette action électrique est différente suivant le point du champ où l'on se trouve et il est bon de la caractériser en chacun de ces points : à cet effet, on y dispose successivement la même petite masse électrisée et l'on note l'action exercée, caractérisée par sa direction, son sens et son intensité. D'une façon plus générale, si l'on considère un certain nombre de conducteurs électrisés, les uns positivement, les autres négativement et si l'on transporte dans leur voisinage un petit corps électrisé positivement de masse[1] négligeable, ce petit corps est soumis à une force déterminée en chaque point par sa direction, son sens et son intensité : si ce petit corps est abandonné à lui-même, sous l'influence de la force qui lui est appliquée, il décrit une certaine trajectoire que nous appelons *une ligne de force*. Nous pouvons considérer le corps conducteur comme entouré d'un réseau de lignes qui le quittent normalement et qui sont les trajectoires d'un corps électrisé positivement sans masse et disposé en chacun de ses points.

Champ électrique uniforme. — Si les lignes de force sont des droites parallèles, le champ est dit *uniforme*. L'idée de champ uniforme n'implique généralement pas la constance absolue de la force ; dans les cas usuels rencontrés, non seulement le champ est uniforme, c'est-à-dire de *direction invariable*, mais aussi de *grandeur constante*.

Flux de force à travers une surface. — Jetons dans une rivière des petites balles ayant la densité de l'eau ; elles prennent des directions variables suivant leur proximité du fond ou des rives ; *leur direction* est celle de l'écoulement aux divers points, *leur vitesse* mesure la vitesse d'écoulement en ces points. Supposons tout d'abord que la masse du liquide est animée d'un mouvement uniforme de vitesse v ; disposons (fig. 1) à l'intérieur de cette masse en mouvement un cerceau plan mobile autour d'un diamètre AB perpendiculaire au sens de déplacement de la masse d'eau. Soit S la surface du cerceau ; le débit, le flux d'eau à travers la surface a pour valeur vS ; il passe un volume (vS) d'eau à travers le cerceau par seconde ; si au contraire nous disposons le plan du cerceau parallèlement aux lignes de force (position 2) de telle façon qu'il présente sa

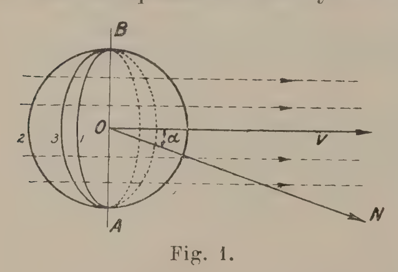


Fig. 1.

(1) Masse matérielle.

tranche, le flux à travers la surface est nul; en passant de la position (1) à la position (2), le flux diminue d'une façon continue et sa valeur est donnée par la formule (position 3) :

$$\Phi = v\mathrm{S}\cos\alpha;$$

α étant l'angle de la normale ON à la surface dans un sens déterminé avec la direction OV de la direction d'écoulement.

De même, si l'on dispose une spire à l'intérieur d'un champ électrique uniforme, le flux électrique qui la traverse dépend de son orientation par rapport aux lignes de force; si S est la surface de la spire, P la valeur du champ supposé de direction et de valeur constante α, l'angle de la normale ON avec la direction du champ, le flux électrique à travers la spire est :

$$\Phi = \mathrm{PS}\cos\alpha.$$

Maximum pour la position (1), nul pour la position (2) ce flux varie d'une façon continue en passant de (1) à (2).

II. — CAPACITÉ. CONDENSATEURS

Capacité d'un conducteur isolé. — Considérons (fig. 2) un récipient ayant la forme indiquée sur la figure et contenant une certaine masse d'eau Mkg.; le niveau AB de cette eau est le même en tous les points de la surface libre et égale à V mètres.

Si l'on double, triple, etc., la masse d'eau, le niveau devient double, triple, etc., la quantité d'eau est proportionnelle au niveau, autrement dit, le quotient $\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{V}}$ est constant. De même, pour un corps conducteur, si l'on double, triple, etc., la masse électrique qu'il possède, son niveau électrique ou potentiel, le même en tous points du conducteur, double, triple, etc. Le rapport $\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{V}}$ de la masse électrique au potentiel est constant et caractérise la faculté que possède le corps conducteur d'emmagasiner de l'électricité.

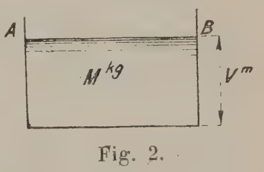


Fig. 2.

C'est à ce rapport que l'on a donné le nom de *capacité* du corps conducteur.

Unités de capacité. — L'unité de capacité est le *farad*. Un corps conducteur a une capacité de 1 farad, si pour élever son niveau électrique de 1 *volt*, il faut augmenter sa masse électrique de 1 *coulomb*.

Cette unité est considérable et l'on utilise de préférence le *microfarad* qui vaut $\frac{1}{10^6}$ farad.

En T. S. F., l'unité pratique est le millième de microfarad égal à $\frac{1}{10^9}$ farad.

L'unité électrostatique C. G. S. de capacité est le centimètre qui vaut $\frac{1}{9 \times 10^{11}}$ farad.

Condensateurs. — Capacité d'un condensateur. — Pouvoir inducteur spécifique d'un isolant. — Il est difficile d'accumuler sur un conducteur A isolé une certaine masse d'électricité sans atteindre des potentiels très élevés. Nous nous proposons d'étudier les moyens qui permettent de condenser sur ce conducteur une masse électrique relativement assez forte, tout en ne disposant que d'une source à faible différence de potentiel; si l'on approche de A (fig. 3) un autre conducteur B jusqu'à une distance très faible l'un de l'autre, si l'on relie ces deux conducteurs aux pôles + et — d'une pile C, les deux corps A et B prennent des masses électriques + M et — M égales en valeur absolue : V étant la différence de potentiel (ici la f. é. m. de la pile C) entre A et B, on constate que plus cette différence de potentiel est grande (autrement dit, si l'on double, triple, etc., le nombre de piles C en série), plus la masse électrique de chacun des conducteurs A, B devient forte. D'autre part, on constate que pour une différence de potentiel V même petite entre A et B, la charge M est beaucoup plus grande que si le corps A isolé avait été porté à un niveau électrique V; nous avons ainsi condensé de l'électricité sur le corps A. — L'ensemble des deux conducteurs A et B rapprochés l'un de l'autre constitue un *condensateur*; A et B sont les deux *armatures*. Le rapport $\frac{M}{V}$ s'appelle la *capacité* du condensateur et s'évalue en farads, microfarads ou en centimètres, suivant ce qui a été dit ci-dessus.

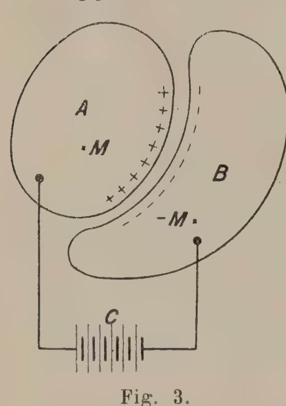


Fig. 3.

Enfin, si laissant les conducteurs A et B dans une position fixe l'un par rapport à l'autre, on glisse une lame de diélectrique autre que l'air (mica, verre, etc.) entre les deux armatures, on constate que le nombre de piles C restant le même, la masse électrique de chacune des armatures A et B devient un certain nombre de fois plus grande, K fois plus grande; on a donc condensé encore plus d'électricité sur les conducteurs A et B en conservant la même différence de potentiel; K est ce qu'on appelle le *pouvoir inducteur spécifique du diélectrique* ou de l'iso-

lant qui sépare les deux armatures; il indique par quel chiffre la capacité d'un condensateur doit être multipliée si l'on remplace l'air par le diélectrique considéré. Ainsi le pouvoir inducteur spécifique du mica étant 6, cela signifie que la capacité d'un condensateur à air de $\frac{1}{1\,000}$ microfarad devient 6 fois plus grande, soit $\frac{6}{1\,000}$ de microfarad, si l'on remplace l'air qui sépare les armatures par du mica.

Calcul de la capacité d'un condensateur, connaissant ses dimensions géométriques et la nature du dialectrique qui sépare les deux armatures. — Soit un condensateur (fig. 4) dont A et B sont les armatures. Désignons par S la *portion de surface* de *chaque* armature à une faible distance l'une de l'autre; S ne comprend que la partie limitée par la ligne *mn*.

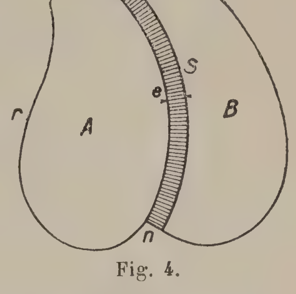


Fig. 4.

Soit *e* l'épaisseur du diélectrique — soit K le pouvoir inducteur spécifique de ce diélectrique; la capacité C du condensateur AB est donnée par la formule :

$$C^{cm} = \frac{KS^{cm2}}{4\pi e^{cm}} \quad \text{ou, en microfarads;} \quad C^{mf} = \frac{1}{9 \times 10^5} \times \frac{KS^{cm2}}{4\pi e^{cm}}.$$

Elle est d'autant plus grande que les surfaces en regard sont grandes et que les armatures sont plus rapprochées (*e* petit), ce qui est évident, puisque la condensation de l'électricité est due au rapprochement des deux conducteurs.

Utilisation de la formule précédente. — Elle permet d'évaluer la capacité d'un condensateur déjà construit; elle permet aussi de prédéterminer l'une des dimensions (S, *e*) d'un condensateur de capacité fixée à l'avance que l'on désire construire, connaissant l'autre dimension (*e*, S) et le coefficient K. Cette formule est analogue à la formule $R = \rho \frac{l}{s}$ permettant de prédéterminer la résistance d'un fil connaissant les dimensions géométriques (longueur et section) du fil et la résistivité du métal qui constitue le fil.

Énergie emmagasinée dans un condensateur chargé. — Si l'on soulève un poids de M kg à une hauteur de V m., le travail effectué contre la pesanteur est mesuré par le produit MV; ce poids de M kg. retombant au niveau initial restitue l'énergie dépensée précédemment; de même (fig. 5), pour remplir un réservoir ayant la forme de la figure 5, on est obligé de dépenser une énergie :

$$W = \frac{1}{2} MV.$$

Cette énergie est restituée, si l'on perce une ouverture à la base du réservoir et si l'on permet ainsi à ce réservoir de se vider complètement en actionnant une turbine. Il est facile de comprendre l'existence du facteur $\frac{1}{2}$: les différentes tranches horizontales d'eau tombent d'une hauteur différente, inférieure à V m. et le travail recueilli est le même que si la masse totale M tombait d'un niveau moitié du niveau maximum initial.

Fig. 5.

Nous retrouvons des phénomènes comparables en électricité : la charge d'un conducteur nécessite une dépense d'énergie

$$W^{joules} = \frac{1}{2} M^{coulombs} \times V^{volts}$$

et si l'on envisage un condensateur, les M coulombs tombent d'un niveau initial de V volts et produisent un travail :

$$W^{joules} = \frac{1}{2} MV.$$

Cette expression peut se mettre sous deux autres formes, si l'on utilise la formule :

$$\frac{M}{V^{volts}} = C^{farad} W^{joules} = \frac{1}{2} \frac{M^{2\ coulombs}}{C^{farad}} = \frac{1}{2} C^{farad} V^{2\ volts}.$$

Énergie maxima que peut supporter un condensateur. Rigidité diélectrique d'un isolant. — Soit un condensateur (fig. 6) de capacité C farad; établissons entre ses armatures une différence de potentiel V volts; l'énergie emmagasinée est mesurée par le produit :



$$W^{joules} = \frac{1}{2} C^{farad} V^{2\ volts}.$$

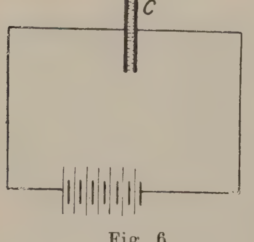


Fig. 6.

Cette énergie croît donc comme le carré de la différence de potentiel, et ne dépend que de cette différence de potentiel : sa valeur maxima correspond à la valeur maxima de V, que le condensateur est susceptible de supporter; il arrive en effet un moment où la différence de potentiel est suffisante pour produire une rupture du diélectrique interposé entre les deux armatures; soit V_m cette valeur : l'énergie maxima que le condensateur peut emmagasiner est égale à : $W_m = \frac{1}{2} CV_m^2$.

Cette valeur de V_m est d'autant plus grande que l'épaisseur e du diélectrique est plus forte; elle dépend aussi de la nature du diélectrique interposé.

Au point de vue de la résistance à la rupture sous l'influence

d'une différence de potentiel, chaque diélectrique est caractérisé par un coefficient appelé *coefficient de rigidité diélectrique* : c'est la différence de potentiel maxima exprimée en kilovolts que peut supporter une épaisseur de 1cm. du diélectrique.

Soit α cette valeur pour l'isolant qui sépare les deux armatures; la valeur Vm est égale à (1 000 αe) volts et celle de Wm :

$$Wm = \frac{1}{2} C (1\,000 \alpha e)^2$$

$$Wm = \frac{1}{2} \times 10^6 \times C (\alpha e)^2$$

et en remplaçant C par l'expression indiquée précédemment :

$$C = \frac{KS}{4\pi e},$$

$$Wm = \frac{1}{2} \times 10^6 \times \frac{KS\alpha^2 e^2}{4\pi e} = \frac{1}{2} \times 10^6 \times \frac{KSe\alpha^2}{4\pi} = \frac{K\alpha^2}{4\pi} V'.$$

Or le produit (Se) représente le volume V′ du diélectrique interposé entre les armatures et l'on voit que pour un diélectrique donné, l'énergie maxima emmagasinée par un condensateur est proportionnelle au volume de ce diélectrique. Nous trouvons un résultat facile à prévoir; en gros, un condensateur destiné à emmagasiner une forte énergie doit posséder un volume suffisant : c'est ce qui se passe en particulier pour les condensateurs utilisés à l'émission où la puissance en jeu est relativement considérable. Le condensateur d'émission est caractérisé par deux facteurs :

1° Capacité; 2° Différence de potentiel maxima qu'il peut supporter sans danger.

Ces deux valeurs sont inscrites sur le condensateur.

Au poste de réception au contraire, où la puissance est extrêmement faible, il n'y a pas lieu d'indiquer la valeur du deuxième facteur.

Théorie du condensateur. — Si l'on considère (fig. 7) un condensateur chargé formé de deux armatures A et B séparées par un diélectrique, si l'on réunit ces deux armatures par un conducteur AMCB, celui-ci est le siège d'un courant qui dure un temps très court.

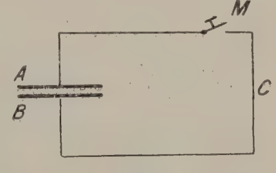


Fig. 7.

Aucune des anciennes théories n'avait indiqué le rôle rempli par le diélectrique et la nature des phénomènes qui s'y passent pendant la décharge; depuis Maxwell, on admet que ce diélectrique est parcouru par un courant appelé *courant de déplacement*, dont la nature est différente de celle qui correspond *aux courants de conduction* à travers les conducteurs.

La résistance opposée au passage du courant est différente suivant qu'il s'agit d'un conducteur ou d'un diélectrique. L'exemple suivant permet de saisir cette différence [1] :

« Si l'on bande un ressort, on rencontre une résistance croissante qui finit par faire équilibre à l'effort exercé. Lorsque la force cesse d'agir, le ressort restitue le travail dépensé pour le déformer.

« Supposons maintenant que l'on déplace un corps dans l'eau; on éprouve une résistance qui dépend de la vitesse du déplacement, mais qui ne varie pas tant que cette vitesse reste constante. Le mouvement se prolonge tant que dure la force agissante; mais si cette force cesse, le corps ne tend pas à revenir en arrière et tout le travail fourni a été transformé en chaleur par la viscosité de l'eau.

« Il faut donc distingner entre ce que l'on pourrait appeler la *résistance élastique* et la *résistance visqueuse*; la première caractérise les diélectriques, tandis que les conducteurs présentent la seconde. »

C'est ainsi que l'on pourrait comparer l'ensemble [2] représenté par la figure 8 à celui

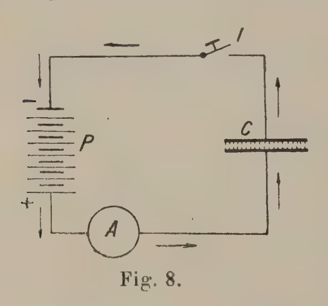


Fig. 8.

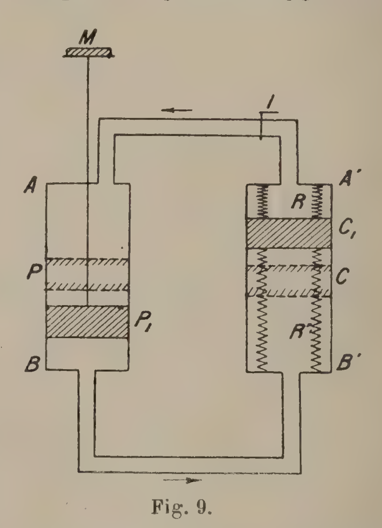


Fig. 9.

de la figure 9; un piston P est mobile dans un corps de pompe AB; ce corps de pompe est lui-même mis en communication par des tuyaux rigides avec un autre corps de pompe à l'intérieur duquel se meut une membrane C fixée aux deux extrémités par les ressorts R et R'; tout l'espace libre est occupé par un liquide incompressible.

Si l'on ouvre le robinet I (ce qui correspond à la fermeture du circuit sur la pile P), sous l'influence du poids constant M, le piston P se met en mouvement; un courant de conduction traverse le conducteur, la membrane C se déplace pour occuper

(1) H. Poincaré, Boulanger et Ferrié, *La télégraphie sans fil et les ondes électriques*. Librairie Berger-Levrault, p. 8.

(2) Voir Janet, *Electrotechnique générale*, p. 41, t. I.

au bout d'un certain temps [1] une position définitive C_1 le piston étant en P_1 ; à ce moment, les ressorts R comprimés, les ressorts R′ bandés opposent une résistance qui équilibre le poids M; cette résistance élastique correspond à celle opposée par le diélectrique qui sépare les deux armatures du condensateur. De même que les ressorts comprimés et bandés possèdent une énergie potentielle récupérable, de même un condensateur chargé emmagasine une énergie $\frac{1}{2}$ MV qu'il est possible de mettre en évidence par la décharge à travers un conducteur.

Le piston P absolument imperméable à l'eau empêche totalement son passage du réservoir R′ au réservoir R, ce qui est l'image d'un diélectrique parfait; un diélectrique ordinaire présente des propriétés conductrices : ceci correspond au cas où la membrane C posséderait un certain nombre de fissures; alors le passage de R′ en R de l'eau entraînerait la production d'un courant continu très faible à travers la membrane et le circuit; d'où dégagement de chaleur particulièrement à travers les interstices du piston C. De même (fig. 8) une forte différence de potentiel produit le passage d'un courant à travers un condensateur à diélectrique possédant des capacités conductrices; d'où échauffement de ce condensateur; ainsi se mesure l'isolement des deux armatures estimé en mégohms; un condensateur mal isolé (fig. 10) équivaut à l'ensemble de la figure 11; une capacité à diélectrique parfait shuntée par une résistance très grande; le courant continu passe par la résistance shunt R.

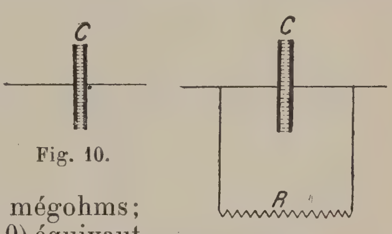


Fig. 10.
Fig. 11.

La figure 9 permet de concrétiser d'autres phénomènes : supposons que l'on dispose sur le plateau du piston P une force motrice croissante; il arrive un moment où les ressorts R et R′ cèdent et nous pouvons comparer ce résultat à celui obtenu lorsqu'on charge un condensateur au delà de la tension permise (rupture du diélectrique). Sans atteindre cette limite de rupture, on peut dépasser la limite d'élasticité du diélectrique; alors, au moment de la décharge, le piston C ne revient pas à sa position initiale d'équilibre; il restitue à la décharge une « quantité d'eau » inférieure à celle qu'il a absorbée pendant la charge : ceci correspond à la charge résiduelle d'un condensateur; avec le temps, la déformation permanente des ressorts disparaît et comme le piston C reste immobile, cette disparition

(1) L'étude de la période variable sera faite à propos de l'émission des ondes amorties (charge des condensateurs au moyen d'une source continue haute tension).

se traduit par la naissance d'une nouvelle force élastique, de sorte qu'il est possible d'obtenir une décharge nouvelle plus faible que la première : ceci correspond au phénomène de la décharge résiduelle d'un condensateur.

Enfin, il est facile de comprendre le passage d'un courant variable, particulièrement d'un courant alternatif à travers un condensateur; si, au lieu d'une force motrice M constante poussant l'eau (l'électricité) toujours dans le même sens, on applique au piston P une force alternative, tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, elle produit un mouvement du liquide alternativement dans l'un et l'autre sens; en tout point du conducteur, il y a passage d'un courant alternatif; la membrane oscillant de part et d'autre de sa position d'équilibre, le cylindre A'B' se charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre.

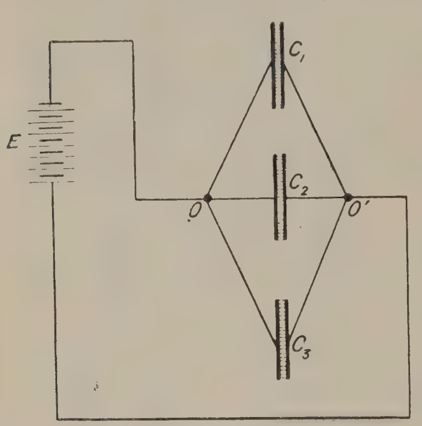


Fig. 12.

Couplage des condensateurs. — Les condensateurs peuvent être groupés comme les piles, en parallèle, en série ou en série-parallèle.

1° *Groupement des condensateurs en parallèle.* — Si l'on associe (fig. 12) un certain nombre de condensateurs de capacités C_1, C_2, C_3, etc. de telle sorte que l'une de leurs armatures soit réunie à un même point O, l'autre étant réunie au point O', si l'on établit une différence de potentiel E entre les deux points O et O', les différents condensateurs prennent des charges M_1, M_2, M_3.

$$M_1 = C_1 E,$$
$$M_2 = C_2 E,$$
$$M_3 = C_3 E.$$

La charge totale : $M = M_1 + M_2 + M_3 = (C_1 + C_2 + C_3)\,E$ est la même que celle prise par un condensateur de capacité $C = C_1 + C_2 + C_3$ aux bornes duquel on établirait la différence de potentiel E.

La capacité de plusieurs condensateurs en parallèle est donc égale à la somme des capacités de chacun d'eux; ceci est d'ailleurs évident, les armatures reliées au point O ne formant qu'une même armature, les autres réunies en O' constituant l'autre armature. Il est bon de remarquer que chaque condensateur supporte la différence de potentiel totale de la source.

2° *Groupement en série.* — Disposons maintenant (fig. 13) les trois condensateurs en série de telle sorte que pour passer du pôle + au pôle — de la source on soit obligé de traverser tous les diélectriques des condensateurs.

Chaque condensateur prend la même charge d'électricité M et si l'on désigne par V_A, V_1, V_2, V_B les potentiels des différentes armatures successives, on obtient les relations :

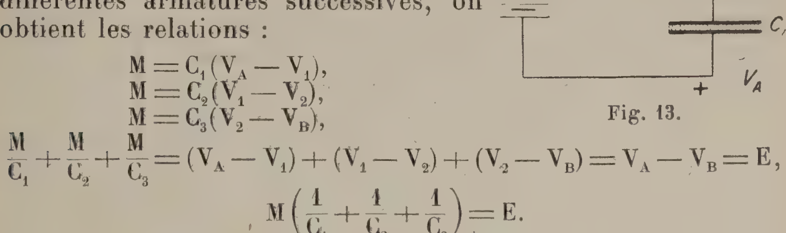


Fig. 13.

$$M = C_1(V_A - V_1),$$
$$M = C_2(V_1 - V_2),$$
$$M = C_3(V_2 - V_B),$$

$$\frac{M}{C_1} + \frac{M}{C_2} + \frac{M}{C_3} = (V_A - V_1) + (V_1 - V_2) + (V_2 - V_B) = V_A - V_B = E,$$

$$M\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right) = E.$$

Il s'ensuit que la capacité de l'ensemble est la même que celle d'un condensateur de capacité C telle que :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}.$$

La capacité de l'ensemble est plus petite que celle du plus petit condensateur. Si tous les condensateurs ont même

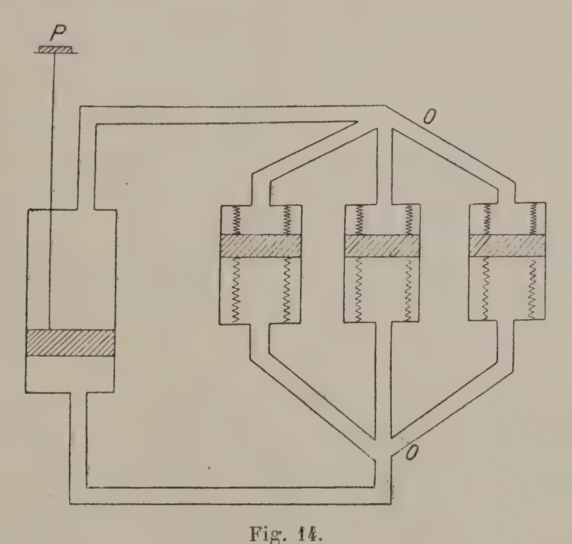


Fig. 14.

capacité C_1, leur groupement en série possède une capacité $C = \frac{C_1}{n}$, n fois plus petite. Mais, si la capacité est diminuée, la

différence de potentiel de la source est partagée entre les différents condensateurs; considérons 3 condensateurs de même capacité; disposons-les en série; si la différence de potentiel de la source est de 30 000 volts, chacun d'eux supporte seulement le $\frac{1}{3}$ (soit 10 000 volts) de la différence de potentiel totale. Ce groupement est par suite utilisé lorsqu'on dispose d'une source à forte différence de potentiel dépassant celle que peut supporter chaque condensateur; il s'ensuit que dans un poste de réception ce mode de couplage n'est guère utilisé.

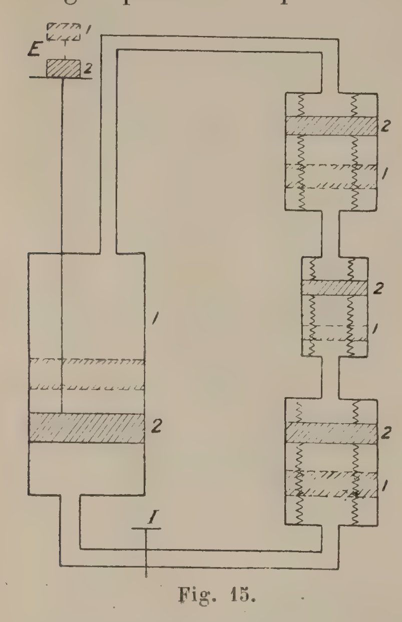


Fig. 15.

On peut concrétiser les propriétés indiquées ci-dessus; le groupement en parallèle correspond à la figure 14; on voit que la tension à supporter par chaque condensateur est égale à celle de la source.

La figure 15 schématise le groupement en série; on voit que lorsqu'on ouvre l'interrupteur 1, la force électromotrice constante E produit un déplacement d'électricité, chaque condensateur prend la même charge et les résistances élastiques des 3 condensateurs s'ajoutent pour s'opposer au passage de l'électricité.

En dehors de ces deux modes de couplage, il est possible de grouper les condensateurs en *séries parallèles*; c'est le groupement à choisir si l'on désire obtenir une forte capacité chargée par une source à haut potentiel; on remplace les séries par les capacités équivalentes et l'on ajoute les valeurs obtenues afin d'avoir la valeur de la capacité équivalente à celle du groupement total.

III. — MAGNÉTISME

Champ magnétique. Sa définition en tout point. Lignes de force. — Considérons un certain nombre d'aimants permanents fixes; si l'on approche dans leur voisinage une toute petite aiguille aimantée suspendue par son centre de gravité, elle prend une position d'équilibre bien déterminée; on dit qu'elle se trouve dans le *champ magnétique* créé par les aimants permanents. Mais, tandis que pour les phénomènes électriques il est possible de séparer des masses positives et négatives, il n'en est pas de

même en magnétisme et l'on ne peut isoler une quantité de magnétisme nord d'une quantité de magnétisme sud. Pour caractériser la valeur du champ magnétique en un point, on suppose, en pensée, que l'on y dispose une *masse magnétique* unité et que l'on note la direction, le sens et l'intensité de la force exercée par les aimants permanents fixes; cette direction, ce sens et cette intensité définissent le champ magnétique au point considéré. Si la masse magnétique était abandonnée à elle-même, sous l'action du champ, elle suivrait une certaine trajectoire qui constitue *une ligne de force.* En réalité, comme on vient de l'indiquer, il est impossible d'exécuter les expériences permettant de mesurer directement le champ magnétique en un point; un certain nombre de mesures permettent d'arriver indirectement au résultat.

Nous pouvons considérer l'espace qui entoure les aimants permanents, dans une position invariable les uns par rapport aux autres, comme sillonné par des lignes de forces, invariablement liées aux aimants et qui se déplacent si l'on met en mouvement l'ensemble des aimants sans changer leurs positions relatives.

Champ magnétique uniforme. Flux de force magnétique à travers une surface. — Si dans une portion de l'espace, les lignes de force sont parallèles, on dit que le champ magnétique est uniforme dans cet espace.

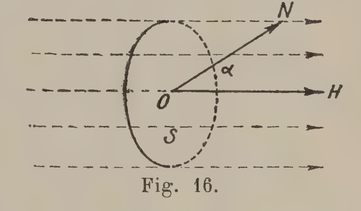


Fig. 16.

Il est facile alors de définir ce que l'on entend par *flux magnétique* à travers une surface plane; soit S (fig. 16) la valeur de cette surface, H l'intensité du champ, α l'angle du champ avec la normale ON à la surface dans un sens fixé à l'avance, le flux de force magnétique est égal par définition à :

$$\Phi = SH \cos \alpha.$$

Nous pouvons rapprocher ceci de ce que nous avons déjà indiqué à propos du flux de force électrique à travers une surface.

ÉLECTROMAGNÉTISME

Généralités. — Le passage d'un courant électrique à travers un conducteur donne naissance à un certain nombre de phénomènes qui se produisent simultanément et qui permettent de définir et de mesurer l'intensité de ce courant :

1° Décomposition d'un électrolyte;
2° Echauffement du conducteur;
3° Chute de tension le long du conducteur $\frac{U}{I}$ = constante;
4° Champ magnétique créé dans le voisinage.

Chacun de ces phénomènes permet de mesurer l'intensité du courant et la loi la plus importante est de constater la possibilité d'obtenir des résultats identiques, que l'on s'adresse à l'une ou l'autre de ces manifestations du courant. En ce qui concerne l'existence d'un champ magnétique, il est possible de remplacer le circuit par un aimant permanent convenable et convenablement disposé; les lignes de force magnétique auraient la même disposition dans les deux cas.

Si l'on fixe la forme géométrique du circuit, il est possible de calculer en tous points de l'espace la valeur du champ magnétique; ce calcul n'est facile que dans quelques cas particuliers.

Les quelques lignes qui précèdent ont pour but de nous amener à définir d'une façon précise deux coefficients très importants en T. S. F. : le coefficient de *self-induction d'un circuit* et le coefficient *d'induction mutuelle entre deux circuits.*

Définition du coefficient de self-induction d'un conducteur (fig. 17). — Considérons d'abord une spire circulaire traversée par un courant I; les lignes de force du champ magnétique engendré ont la disposition indiquée sur la figure. Le bonhomme d'Ampère regardant le centre C de la spire permet de définir deux faces : l'une, la face nord disposée à sa gauche, l'autre, la face sud disposée à sa droite; un certain flux magnétique Φ, *proportionnel à l'intensité*[1], traverse la spire, et il nous est possible de définir le coefficient de self-induction de la spire comme étant le rapport constant : $L = \frac{\Phi}{I}$.

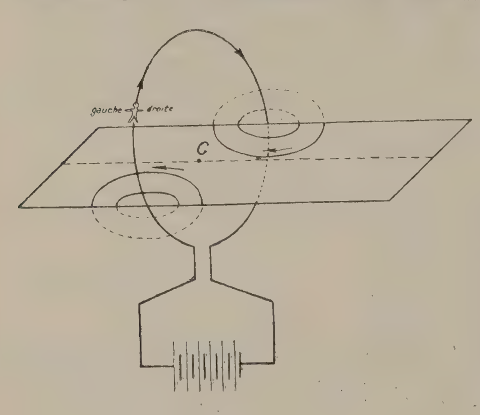


Fig. 17.

Si l'on juxtapose un grand nombre de spires traversées par le même courant, on obtient un *solénoïde* (fig. 18). Ainsi qu'on le voit en électrotechnique, le champ magnétique à l'intérieur d'un solénoïde est uniforme et sa valeur est :

$$H^{gauss} = \frac{4\pi}{10} \frac{nI^{ampères}}{l^{cm}},$$

où n est le nombre de spires enroulées sur une longueur l cm.

(1) Intensité mesurée au moyen des phénomènes d'électrolyse par exemple.

Soit S la surface en centimètres carrés d'une spire; le flux magnétique qui la traverse a pour valeur :

$$\varphi = \mathrm{SH} = \frac{4\pi}{10}\frac{n\mathrm{IS}}{l},$$

et le flux total à travers le circuit, composé de n spires juxtaposées, est :

$$\Phi = n\varphi = \frac{4\pi}{10}\frac{n^2\mathrm{IS}}{l}.$$

Ce flux, proportionnel à I, nous donne pour valeur du coefficient de self-induction de la bobine :

$$\mathrm{L}^{(1)} = \frac{\Phi}{\mathrm{I}} = \frac{4\pi}{10}\frac{n^2\mathrm{S}^{\mathrm{cm}2}}{l^{\mathrm{cm}}}.$$

Il est bon de remarquer, en particulier, sa proportionnalité au carré du nombre de spires.

D'une façon tout à fait générale, un circuit fermé de forme géométrique quelconque, dans un milieu non magnétique, crée dans l'espace qui l'entoure un champ magnétique; les lignes de force de ce champ traversent le circuit et la valeur du flux correspondant, proportionnelle à l'intensité du courant permet de définir le coefficient de self-induction du circuit : $\frac{\Phi}{\mathrm{I}} = \mathrm{L}$.

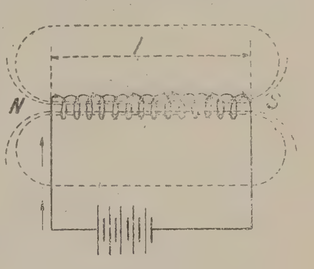


Fig. 18.

Une image un peu vulgaire permet de concrétiser dans une certaine mesure cette définition du coefficient L : supposons disposé à l'intérieur d'un liquide incompressible, de l'eau par exemple, un corps ayant exactement la forme du circuit considéré et constitué par un tuyau rempli lui-même d'un liquide incompressible de masse négligeable, auquel une pompe motrice imprime un certain mouvement; ce mouvement, gêné déjà par les frottements contre les parois, est de plus lié au mouvement de la masse d'eau qui entoure le corps; quelle que soit l'intensité du courant à l'intérieur de la conduite, la forme des filets d'eau extérieurs reste invariable et ces filets se ferment autour de cette conduite; un petit corps solide, de densité égale à celle de l'eau décrit toujours la même trajectoire ou ligne de force autour du conducteur; mais sa vitesse est proportionnelle à celle du courant à l'intérieur du tuyau conducteur; la pompe motrice mise en marche doit d'une part briser la résistance opposée par la conduite, d'autre part communiquer un mouve-

(1) En centimètres.

ment à la masse d'eau environnante; on se rend compte ainsi des phénomènes étudiés plus loin qui se produisent lors de l'établissement ou de la rupture d'un courant; il est facile de voir que l'énergie fournie par la pompe sert au début à produire le mouvement intérieur et extérieur; la vitesse intérieure ne peut augmenter que proportionnellement à la vitesse extérieure: la pompe fournit à la masse extérieure l'énergie suffisante pour lui communiquer sa vitesse définitive; lors de la rupture du circuit, la vitesse de la masse extérieure ne peut tomber instantanément à zéro; la f. é. m. étant supprimée et la résistance de la conduite absorbant de l'énergie, cette dernière ne peut être empruntée qu'à l'énergie cinétique emmagasinée lors de l'établissement du courant; nous avons diminution proportionnelle du courant intérieur et extérieur, jusqu'à ce que toute l'énergie cinétique ait été dissipée sous forme de frottements.

Si l'on considère deux conduites correspondant à deux circuits; si on les suppose traversés par une même intensité (le courant unité par exemple), l'énergie cinétique qu'il a fallu dépenser dans les deux cas pour l'établissement du même courant unité est différente et les coefficients de self-induction des deux circuits sont proportionnels à ces énergies.

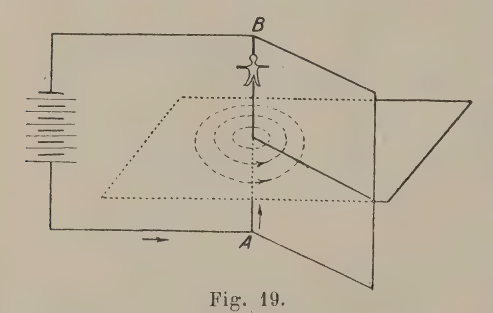


Fig. 19.

Dans le cas d'un conducteur rectiligne (fig. 19) AB, nous savons que les lignes de force sont des circonférences dans des plans perpendiculaires au courant et dont les centres sont à l'intersection de ces plans et du conducteur. Le champ à une distance r du centre a une valeur :

$$H^{\text{gauss}} = 0{,}2 \frac{i^{\text{ampères}}}{r^{\text{cm}}}.$$

Par suite du passage du courant, le conducteur AB est entouré par une sorte de tourbillon de lignes de force magnétique et si l'on considère un demi-plan quelconque passant par AB, quelle que soit son orientation, il est traversé par un même flux Φ proportionnel à l'intensité et le quotient $\frac{\Phi}{I} = L$ représente le coefficient de self-induction.

Coefficient d'induction mutuelle entre deux circuits. — Soient deux circuits (1) et (2) dont les coefficients de self-induction sont L_1 et L_2, et parcourus par des courants i_1 et i_2. Ces deux

circuits étant d'abord éloignés l'un de l'autre, les lignes de force produites par chacun d'eux ne traversent pas l'autre circuit; si on les rapproche, il arrive un moment où leur réseau de lignes de force se déformant, certaines d'entre elles traversent à la fois l'un et l'autre circuit; les deux circuits présentent alors l'un par rapport à l'autre *une induction mutuelle*. D'une manière plus précise, fixons un sens positif sur chacun des deux circuits et soient i_1 et i_2 les intensités comptées positivement ou négativement suivant ce sens; il nous est alors possible de définir la face positive et négative de chaque circuit, la face positive étant située à la gauche du bonhomme d'Ampère traversé de la tête aux pieds par un courant positif et regardant l'intérieur du circuit. Si M est le flux qui traverse le circuit (1) en pénétrant par sa face négative, lorsque le circuit (2) est parcouru par un courant unité dans le sens positif, l'intensité dans (2) devenant i_2, le flux à travers (1) devient Mi_2, M étant positif ou négatif. Le flux total à travers (1) parcouru lui-même par un courant i_1 est :

$$\Phi_1 = L_1 i_1 + M i_2.$$

De même, le flux total à travers le circuit (2) a pour valeur :

$$\Phi_2 = L_2 i_2 + M i_1.$$

M est ce que l'on appelle le coefficient d'*induction mutuelle entre les deux circuits* (1) et (2).

Les coefficients de self-induction dépendent uniquement des formes géométriques des circuits; le coefficient M dépend de la position des divers éléments du circuit (1) par rapport aux divers éléments de (2), c'est-à-dire des formes géométriques des circuits et de leur position relative.

Application à la construction d'une self variable. Variomètre. — Si l'on dispose en série deux circuits fermés, deux bobines par exemple, dont les coefficients de self sont L_1 et L_2, si ces deux circuits sont éloignés l'un de l'autre de façon à ce que leur coefficient d'induction mutuelle soit nul, la self du circuit total est :

$$L_1 + L_2.$$

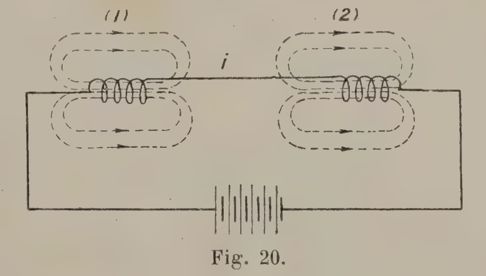


Fig. 20.

Rapprochons les deux bobines jusqu'à ce qu'elles possèdent des lignes de forces communes, c'est-à-dire jusqu'à ce que, considérées comme circuits indépendants, elles aient un coefficient d'induction mutuelle M. Le flux total qui traverse le circuit total se compose :

1° Du flux de la bobine (1) à travers la bobine (1) soit $L_1 i$;
2° — — (2) — — (2) — $L_2 i$;
3° — — (1) — — (2) — Mi;
4° — — (2) — — (1) — Mi.

Le flux total est donc égal à :

$$(L_1 + L_2 + 2M)\,i.$$

M étant positif ou négatif, le coefficient de self-induction du circuit entier est :

$$L = L_1 + L_2 + 2M.$$

Il est donc possible d'obtenir une self variable d'une manière commode en faisant varier M, c'est-à-dire la position relative des deux portions du circuit total l'une par rapport à l'autre; on constitue fréquemment un variomètre au moyen de deux bobines (représentées sur la figure par deux spires) possédant un diamètre commun xy autour duquel on peut faire tourner de 180° la bobine (2), la bobine (1) restant immobile.

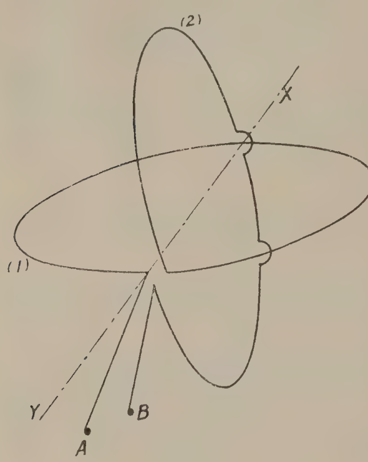


Fig. 21.

Toute valeur de self comprise entre $(L_1 + L_2 + 2M_0)$ et $(L_1 + L_2 - 2M_0)$ est obtenue, M_0 étant le coefficient d'induction mutuelle maximum, lorsque les deux bobines sont dans un même plan.

Unité de self-induction et d'induction mutuelle. — L'unité de self-induction et d'induction mutuelle est le *Henry* qui vaut 10^9 cm. (le centimètre est l'unité électromagnétique CGS). On utilise beaucoup en T. S. F. le *microhenry* qui vaut 10^{-6} henry.

Rappelons que les principales unités pratiques sont :

Intensité	Ampère.
Quantité	Coulomb.
Force électromotrice	Volt.
Résistance	Ohm.
Capacité	Farad.
Coefficient d'induction	Henry.
Puissance.	Watt.
Travail	Joule.

Remarque. — On est parfois amené à soustraire un circuit à l'action d'un autre circuit situé à proximité; une bonne disposition relative permet dans une certaine mesure d'atteindre ce

résultat. Soit (fig. 22) par exemple un solénoïde (1) parcouru par un courant; ses lignes de force ont la disposition indiquée sur la figure; dans le voisinage on doit placer un autre solénoïde (2) et l'on désire que le coefficient d'induction mutuelle entre (1) et (2) soit aussi faible que possible; il suffit de disposer la bobine (2) perpendiculairement à la bobine (1) et en son milieu; les lignes de force de (1) ne traversent pas (2); si au contraire (2) occupe la position indiquée sur la figure 23, on voit qu'un certain nombre de

Fig. 22.

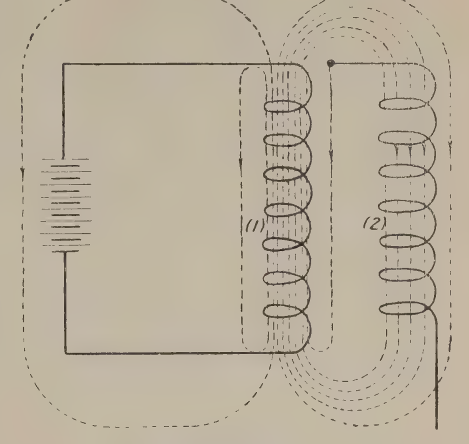


Fig. 23.

lignes de force traverse à la fois les deux circuits. Dans certains appareils de T. S. F. à encombrement limité, on est ainsi conduit à disposer des bobines perpendiculairement l'une à l'autre en leur milieu.

IV. — INDUCTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Enoncé des lois. — En électromagnétisme, nous avons étudié la manifestation extérieure, sous forme d'un champ magnétique, du passage d'un courant dans un conducteur; nous avons vu les liaisons intimes existant entre les phénomènes intérieurs au conducteur et les phénomènes magnétiques extérieurs; cette liaison existe dans les deux sens : si d'une part toute variation de courant (courant mesuré par les phénomènes d'électrolyse par exemple) produit une variation de flux magnétique qui traverse le circuit, de même toute variation de flux magnétique à travers ce circuit y est la cause d'une variation de courant. D'une façon plus précise, et sans nous attarder davantage, nous pouvons énoncer les lois de l'induction :

1° Toute variation de flux à travers un circuit donne naissance à une f. é. m. qui dure le temps de la variation.

2° *Loi de Lenz.* — Le sens de la force électromotrice est tel qu'elle tend par ses effets à s'opposer à la cause qui lui donne naissance.

3° Si $\Delta\Phi$ est la variation de flux dans le temps Δt, la force électromotrice induite a pour valeur :

$$E^{\text{volts}} = 10^{-8} \frac{\Delta \Phi^{\text{maxwells}}}{\Delta t}.$$

Quelle que soit la raison de la variation de flux, qu'elle provienne du déplacement d'un circuit fermé (possédant ou non une f. é. m. constante) dans un champ fixe, qu'elle provienne d'une variation de champ en tout point de l'espace, le circuit étant fixe, ou enfin de plusieurs de ces causes simultanées, il y a naissance d'une f. é. m. dite *d'induction.*

Nous allons appliquer ces résultats à l'étude de deux problèmes importants, celui de l'établissement du courant dans un circuit comprenant résistance et self et celui de la rupture de ce courant.

Etablissement du courant dans un circuit comprenant self, résistance et une f. é. m. constante. Constante de temps d'un circuit. — Soit (fig. 24) un circuit comprenant une f. é. m. E constante, une résistance R et une self L de résistance négligeable. Si l'on ferme l'interrupteur I, nous savons qu'au bout d'un certain temps, l'intensité du courant prend une valeur constante $i_0 = \frac{E}{R}$. Le courant ne passe pas instantanément de la valeur 0 à la valeur $\frac{E}{R}$; nous nous proposons d'étudier la loi de sa variation. En fermant l'interrupteur, on intercale dans le circuit la f. é. m. constante E; celle-ci met en mouvement l'électricité que l'on peut assimiler à un fluide incompressible; la vitesse ou l'intensité du courant n'augmente qu'autant que l'établissement du champ magnétique extérieur le lui permet; d'une façon plus précise, la variation d'intensité donne naissance à une variation du flux qui traverse la self; cette variation de flux provoque, d'après la première loi de l'induction, la naissance d'une f. é. m. qui tend à s'opposer à la variation d'intensité, c'est-à-dire à la f. é. m. E; en définitive, la force électromotrice résultante qui agit sur le circuit est la différence entre la f. é. m. constante E et la f. é. m. d'induction variable; cette dernière décroît et finit rapidement par atteindre une valeur pratiquement nulle; à ce moment, l'intensité du courant est constante et égale à :

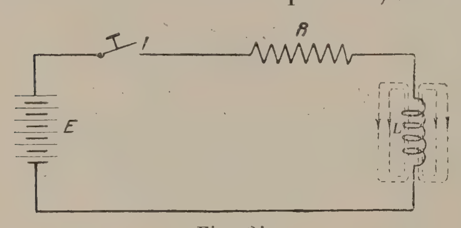


Fig. 24.

$$i_0 = \frac{E}{R}.$$

On peut représenter par une courbe les variations de i en fonction du temps (fig. 25).

Au bout d'un temps égal à $\frac{L}{R}$ (L en henrys — R en ohms), le courant a atteint les 63 p. 100 de sa valeur définitive; cette valeur $\frac{L}{R}$ caractérise la rapidité avec laquelle s'établit le courant dans le circuit; c'est ce que l'on appelle la *constante de temps* du circuit.

Energie magnétique. — Une comparaison frappante permet de se rendre compte de l'influence de la self dans l'établissement du courant.

Si l'on examine la mise en marche d'un tramway de masse M, on constate qu'au début le moteur produit un travail destiné

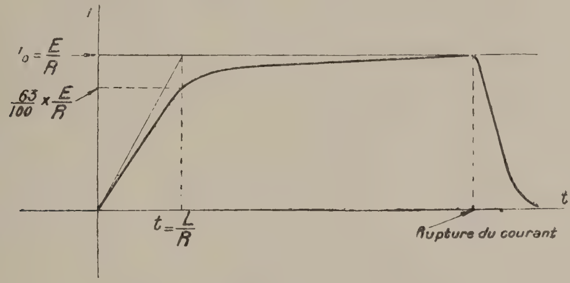


Fig. 25.

d'une part à vaincre les frottements sur les rails et contre l'air, d'autre part à communiquer une certaine vitesse à la masse M; le premier travail est irrémédiablement perdu et dissipé sous forme de chaleur, le deuxième au contraire est emmagasiné sous forme de vitesse de la masse M et est récupérable à tout instant. Au bout d'un certain temps, la vitesse de régime V est obtenue, le moteur ne fournit plus de travail que pour vaincre les frottements, et l'énergie cinétique de la masse M a pour valeur $\frac{1}{2}MV^2$. Que l'on supprime le moteur, et cette énergie $\frac{1}{2}MV^2$ entretient le mouvement du tramway jusqu'à dissipation complète par frottement contre les rails et contre l'air.

De même, dans un circuit, une énergie magnétique $\frac{1}{2}LI^2$ s'emmagasine dans la self; cette dernière joue le rôle d'une masse inerte qui entrave la mise en marche rapide du courant electrique; lors de la rupture du circuit, cette énergie magnétique $\frac{1}{2}LI^2$, analogue à une énergie cinétique, entretient le mouve-

ment de l'électricité jusqu'à dissipation complète sous forme de chaleur Joule.

Nous avons vu plus haut qu'un condensateur entre les armatures duquel existe une différence de potentiel V contient une énergie électrique que l'on doit regarder comme étant de forme potentielle égale à $\frac{1}{2}CV^2$; nous voyons maintenant que tout conducteur présentant une self L et traversé par un courant I renferme une énergie magnétique $\frac{1}{2}LI^2$ comparable à une énergie cinétique.

$$W^{\text{joules}} = \frac{1}{2} L^{\text{henrys}} I^{2\,\text{ampères}}.$$

Application. — La notion de constante de temps possède en télégraphie et en T. S. F. une importance considérable; tous les appareils télégraphiques récepteurs sont constitués par des relais qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique; ces relais possèdent une constante de temps $\frac{L}{R}$ qui est loin d'être négligeable et si des signaux Morse, par exemple, se succèdent à grande vitesse, lors d'une transmission rapide (appareils automatiques, par exemple), il se peut fort bien que le relais, par suite du temps nécessaire à l'établissement du courant, ne puisse suivre fidèlement les points et les traits; le grand avantage du relais Baudot est d'être extrêmement rapide, tout en conservant une certaine sensibilité [1].

En T. S. F., comme nous le verrons dans la suite, le cadre récepteur ne doit pas avoir de constante de temps trop forte si l'on veut recevoir des émissions faites à grande vitesse.

Phénomènes qui se produisent lors de la rupture d'un circuit comprenant une self et parcouru par un courant constant. Etincelle de rupture. Moyen de supprimer l'étincelle. — Considérons le circuit de la figure 24 et supposons établi le courant $i_0 = \frac{E}{R}$; si l on ouvre l'interrupteur I, l'énergie magnétique $\frac{1}{2}Li_0^2$ tend à prolonger l'existence du courant et il se produit en général une étincelle à la rupture, qui peut causer des détériorations (fusion des contacts) si la self du circuit est importante. Aussi l'on a songé à supprimer ces étincelles de rupture; deux méthodes peuvent être particulièrement utilisées.

1° *Shuntage de l'étincelle par un condensateur.* — La théorie du condensateur nous permet de comprendre l'utilité de ce dis-

(1) La résistance du relais Baudot est de 200 ohms, sa self de 1,3 henry; sa constante de temps est donc égale à $\frac{1,3}{200} = 0,0065$ sec.

positif. Nous pouvons assimiler l'ensemble représenté par la figure 26 *a* à l'ensemble de la figure 26 *b*. Un courant i_0 passe dans le conducteur AB; si l'on ferme le robinet I, on coupe le courant et il y aurait rupture du robinet (ce qui correspond à la formation d'étincelle) si le condensateur placé en dérivation ne venait amortir le choc que la masse de l'électricité en mouvement viendrait produire contre le robinet; on voit qu'il est nécessaire de donner à la capacité une valeur suffisante pour amortir convenablement; cette valeur est d'autant plus grande que l'énergie magnétique $\frac{1}{2}Li_0^2$ est plus forte.

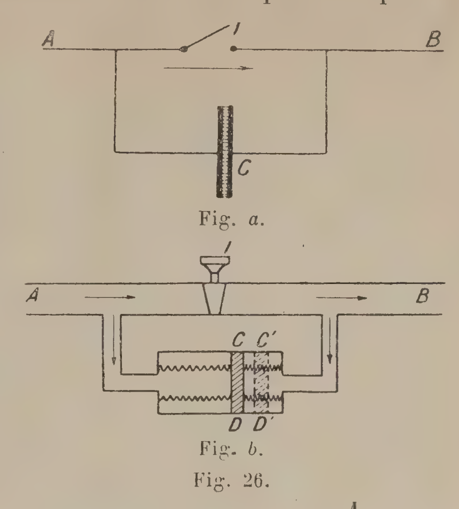
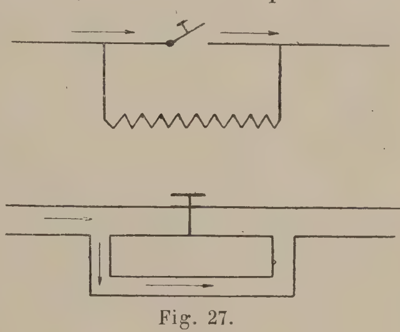


Fig. *a*.

Fig. *b*.

Fig. 26.

2° *Shuntage de l'étincelle par une résistance.* — Cela revient, comme nous le montre la figure 27, à établir un petit canal en dérivation qui empêche un choc trop violent, une pression trop forte contre la vanne qui forme la conduite principale. On voit encore ici la nécessité de doser convenablement la valeur de la résistance; l'effet d'une forte résistance serait négligeable, une résistance infinie revenant à la suppression de tout shuntage.


Fig. 27.

Nous verrons souvent des applications de ces dispositifs.

Nous indiquons sur la figure 25 la courbe de diminution de courant lors de la rupture du circuit; il est bon de remarquer que le temps de rupture est souvent beaucoup plus faible que celui de l'établissement du courant.

DEUXIÈME PARTIE

RADIOTECHNIQUE

Généralités. — Nous nous proposons d'étudier un certain nombre de phénomènes particulièrement utilisés en T. S. F.; les résultats de ce chapitre constituent les connaissances indispensables au radiotélégraphiste.

Dans une communication radiotélégraphique, on trouve :

1° à l'*émission* : un ou plusieurs circuits couplés, en général magnétiquement, et comprenant une source de haute fréquence;

2° à la *réception* : un ou plusieurs circuits couplés excités par l'énergie rayonnée par le poste d'émission.

Tant à l'émission qu'à la réception, il nous est donc nécessaire de connaître les phénomènes qui se produisent dans les divers circuits, en tenant compte des sources qui les excitent et de leur mode de couplage.

Nous examinerons dans *une première partie* les différents points suivants :

PREMIÈRE PARTIE

1° ***Étude d'un circuit unique.***

CHAPITRE I. — **Circuit fermé.**

I. Oscillations forcées ou entretenues.
II. — libres ou décharge d'un condensateur.
III. Définition précise des coefficients R, L, C.

CHAPITRE I (*suite*). — **Circuit ouvert.**

I. Oscillations forcées.
II. — libres.
III. Assimilation d'un circuit ouvert à un circuit fermé.

2° ***Étude de deux circuits couplés magnétiquement dans les deux cas suivants.***

CHAPITRE II. — I. **Couplage lâche.** Courbes de résonance.
II. **Couplage serré.** Les deux circuits ont même période propre.

DEUXIEME PARTIE

CHAPITRE III. — Dans *une deuxième partie*, nous étudierons le mécanisme de la propagation de l'énergie rayonnée à l'émission.

ÉTUDE D'UN CIRCUIT UNIQUE

CHAPITRE I

CIRCUIT FERMÉ

I. OSCILLATIONS FORCÉES OU ENTRETENUES D'UN CIRCUIT FERMÉ. — Généralités. Définition de la période, de la fréquence d'un mouvement oscillatoire, pulsation.

Expression de la valeur du courant alternatif créé par une force électromotrice alternative dans un circuit comprenant résistance, self, capacité.

Remarques utiles en T. S. F. : applications à la séparation de courants de fréquences différentes.

Etude de la résonance dans un circuit comprenant un alternateur, une self, une capacité et une résistance.

II. ETUDE DE LA DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR DANS UN CIRCUIT COMPRENANT SELF ET RÉSISTANCE. — Comparaison hydraulique. — Les deux modes de décharge suivant les caractéristiques du circuit de décharge, décharge apériodique, décharge oscillante, formule de Thomson, amortissement, causes d'amortissement. — Retour sur le phénomène de résonance : lorsque la résonance est établie, la période de la force électromotrice est égale à la période propre d'oscillations du circuit. — Analogies mécaniques. — Téléphone. — Fréquencemètre. — Courant amorti, train d'ondes.

III. DÉFINITION PRÉCISE DES COEFFICIENTS R. L. C. DU CIRCUIT FERMÉ. — Généralités. — Variations de la résistance en fonction de la fréquence, épaisseur de pénétration des ondes. — La résistance d'un conducteur dépend de la forme de sa section.

Applications.

Variation de la self avec la fréquence.

I. — OSCILLATIONS FORCÉES OU ENTRETENUES D'UN CIRCUIT FERMÉ

Généralités. Définition de la période, de la fréquence d'un mouvement oscillatoire, pulsation. — Cette première partie est la révision de l'étude des courants alternatifs, avec certaines différences que nous indiquerons plus loin. Nous ne ferons que rappeler les points principaux, pour les situer par rapport aux nouvelles connaissances utilisées en T. S. F.

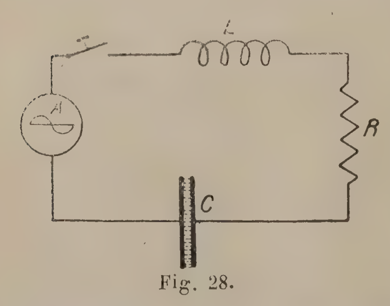


Fig. 28.

Soit un circuit comprenant une self L, une capacité C, une résistance R et un alternateur A.

La force électromotrice de A pousse l'électricité dans le circuit tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre et le courant pro-

duit, le même en tout point, est lui-même alternatif. D'une façon plus précise si la f. é. m. est sinusoïdale, c'est-à-dire varie avec le temps comme l'indique la figure 29, l'intensité du courant est aussi sinusoïdale.

De même que pour le pendule d'une horloge, on appelle *période* la durée d'une vibration, de même on appelle période T de la f. é. m. le temps OA qui sépare les passages de la f. é. m. par la même valeur en variant dans le même sens. La *fréquence* N est le nombre de périodes par seconde et il existe la relation : $N = \frac{1}{T}$.

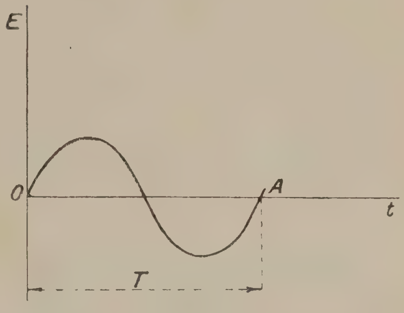


Fig. 29.

La quantité : $\omega = 2\pi N$ s'appelle la *pulsation* du mouvement oscillatoire. La connaissance d'une seule des trois quantités T, N et ω permet de calculer les deux autres.

Les alternateurs industriels correspondent à une fréquence de 25, 42 et 50 par seconde. Les courants téléphoniques ont une fréquence d'environ 800 par seconde, enfin les f. é. m. utilisées en T. S. F. ont une fréquence comprise entre 10 000 et 3 millions.

Expression de la valeur du courant alternatif créé par une force électromotrice alternative dans un circuit comprenant self-résistance et capacité. — L'alternateur A étant en mouvement à vitesse constante, si l'on ferme l'interrupteur I, après un temps très court pendant lequel il se produit des phénomènes compliqués, l'alternateur impose au courant la fréquence de sa f. é. m. et une amplitude constante ; à un moment donné, l'intensité étant i, la différence de potentiel aux bornes du condensateur v, l'énergie magnétique a pour valeur $\frac{1}{2} L i^2$ et l'énergie électrique $\frac{1}{2} C v^2$.

Il y a échange d'énergie entre la self, la capacité et l'alternateur ; la capacité et la self restituent à un instant d'une période l'énergie absorbée par eux à un autre instant ; seule la résistance R dissipe sous forme d'effet Joule une énergie qu'elle ne restitue pas au circuit.

La force électromotrice de l'alternateur est de la forme ;

$$E = Em \sin \omega t.$$

On démontre que l'intensité est exprimée à tout moment par l'expression :

$$\left\{\begin{aligned} I &= \frac{Em}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \\ \text{Tang}\,\varphi &= \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}. \end{aligned}\right.$$

La valeur maxima de l'intensité est donc :

$$Im = \frac{Em}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}.$$

La quantité au dénominateur s'appelle l'*impédance* du circuit.

Si le circuit ne comporte qu'une self et une résistance, l'intensité maxima du courant a pour valeur :

$$Im = \frac{Em}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}.$$

Remarques utiles en T. S. F. : application à la séparation de courants de fréquences différentes. — En T. S. F., comme la fréquence, à plus forte raison la pulsation atteignent des valeurs considérables, la quantité R^2 est généralement négligeable vis-à-vis de $L^2\omega^2$; une résistance et une self en série équivalent souvent en T. S. F. à une self unique ; vulgairement, on peut dire qu'une self s'oppose au passage d'un courant de H. F. et d'autant plus que la fréquence est plus élevée.

2e *Remarque.* — Le fait d'intercaler une self dans un circuit comprenant uniquement une résistance et une source de haute fréquence sinusoïdale diminue dans des proportions considérables l'intensité maxima du courant :

$$Im = \frac{Em}{L\omega}.$$

Ceci est assez facile à comprendre si l'on se reporte à ce que nous avons dit plus haut au sujet du coefficient de self-induction; l'inertie opposée par l'établissement du champ magnétique ne permet pas au courant de haute fréquence d'osciller entre de larges limites; nous retrouverons un phénomène analogue lors de l'étude de la réception des ondes entretenues; l'inertie de la plaque du téléphone ne peut suivre les variations de haute fréquence du courant.

3e *Remarque.* — Si aux bornes d'un alternateur H. F. on dispose un condensateur, cela revient à court-circuiter l'alternateur; d'une manière vulgaire, on peut dire qu'un condensateur est très facilement traversé par un courant de H. F., et d'autant plus que la fréquence est plus élevée; il suffit de nous reporter à ce que nous avons dit au sujet des condensateurs pour concrétiser ce résultat.

4° *Application des remarques précédentes.* — Souvent il est utile de protéger certains circuits, par exemple contre les courants de H. F.; on se base sur les propriétés des capacités et des selfs pour les fréquences différentes des courants que l'on veut séparer. Nous reviendrons là-dessus au moment opportun.

Étude de la résonance dans un circuit comprenant un alternateur, une self, une capacité et une résistance. — 1° Si dans un circuit comprenant une f. é. m. E constante, on fait varier la

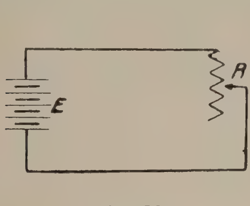


Fig. 30.

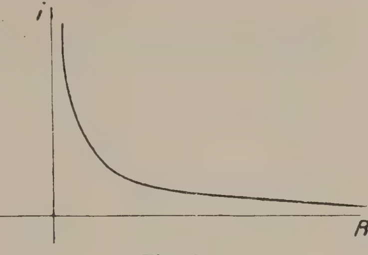


Fig. 31.

résistance R, l'intensité $i = \frac{E}{R}$ augmente d'une façon théoriquement infinie et l'on obtient une courbe de variation de i représentée par la figure 31.

2° Si maintenant dans un circuit comprenant un alternateur de f. é. m. efficace constante de fréquence N, une self L, une capacité C et une résistance R on fait varier soit ω, soit L, soit C, on obtient les résultats très importants suivants :

1° *Variations de* ω. — Si l'on augmente progressivement la valeur du coefficient ω [1], on constate (fig. 33) que l'intensité

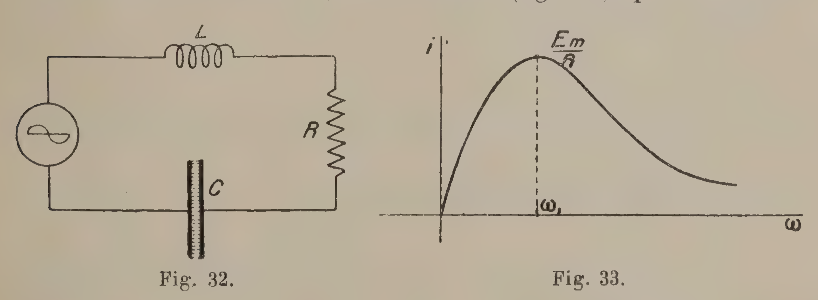


Fig. 32. Fig. 33.

dans le circuit augmente d'abord puis se met à décroître lorsque ω dépasse une certaine valeur ω_1; si l'on connaît les nombres qui mesurent C et L, on remarque expérimentalement que ω_1 est donné par la relation :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{CL}}$$

(1) En augmentant la vitesse de l'alternateur.

la période de la f. é. m. est alors :

$$\omega_1 = 2\pi N_1 = \frac{2\pi}{T_1}$$

$$T_1 = 2\pi\sqrt{CL}.$$

A ce moment l'effet de la capacité compense celui de la self; tout se passe comme si l'alternateur débitait uniquement sur la résistance R; l'intensité Im est égale à $\frac{Em}{R}$; si R est très petit, cette intensité maxima est très forte. On dit qu'il y a *résonance.*

Le calcul permettrait d'approfondir ces résultats; la valeur du courant $Im = \frac{Em}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$ montre que le maximum est atteint lorsque $\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2 = 0$ soit $CL\omega^2 = 1$ $T_1 = 2\pi\sqrt{CL}.$

La valeur de $\operatorname{tg}\varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$ est nulle; les maxima de f. é. m. correspondent aux maxima du courant; courant et f. é. m. sont dits *en phase.* La puissance fournie par l'alternateur est maxima : $E_{eff.}\ I_{eff.}\ (\cos\varphi = 1)$.

2° *Variations de L et C.* — Au lieu de faire varier ω, on peut faire varier L ou C; souvent en T. S. F. on établit la *résonance* par des variations de L. On constate expérimentalement que si l'on fait varier l'un des deux facteurs L ou C, l'intensité passe par un maximum lorsque la relation $CL\omega^2 = 1$ est réalisée. — Mêmes conclusions que ci-dessus. Nous reviendrons un peu plus loin sur le *phénomène de la résonance.*

II. — ÉTUDE DE LA DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR DANS UN CIRCUIT COMPRENANT SELF ET RÉSISTANCE

Comparaison hydraulique. — La figure 34 représente un dispositif qui permet en fermant l'interrupteur (1) et laissant (2) ouvert de charger la capacité C, puis ouvrant (1) et fermant (2) de décharger C dans le circuit comprenant la self L et la résistance R. Comment se produit la décharge du condensateur? autrement dit, comment varie l'intensité du courant en fonction du temps?

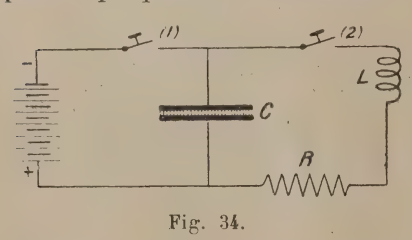


Fig. 34.

Pour concrétiser ce phénomène, nous comparerons l'ensemble de la figure 34 à celui de la figure 35. Nous reconnaissons un

dispositif déjà indiqué. Laissons le robinet (2) fermé et ouvrons (1); le « condensateur » se charge, la membrane vient de C en C_1; fermons (1) et ouvrons (2); la décharge se produit, mais d'une manière différente, suivant les valeurs relatives de R, L et C. Expérimentalement, nous nous rendons compte des résultats suivants :

1° *Si la résistance* R *est très grande*, autrement dit, si le tuyau MN est très fin, la résistance opposée au passage du courant est considérable; les ressorts poussent vers le bas la membrane C_1, produisant un courant dans le sens indiqué; la vitesse, nulle au début, croît lentement, mais au fur et à mesure que C_1 descend, la force motrice diminue, si bien que l'on arrive en C, position d'équilibre, au bout d'un temps très long et avec une vitesse quasiment nulle; il n'y a pas de raison pour que le mouvement se prolonge; le « condensateur » s'est toujours déchargé dans le même sens : la décharge est *apériodique*.

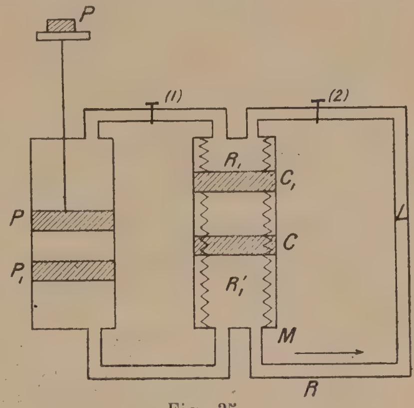


Fig. 35.

2° *Si la résistance* R *est faible*, le tuyau MN est de fortes dimensions; alors la résistance opposée aux ressorts moteurs est faible; ceux-ci brisent cette résistance et communiquent à la masse une certaine vitesse v, si bien que lorsque la membrane passe par la position d'équilibre C la masse d'eau qui a pris une certaine vitesse prolonge le mouvement au delà de cette position C; le « condensateur » se charge en sens inverse et le mouvement de la membrane est oscillatoire et se poursuit jusqu'à ce que l'énergie initiale potentielle « $\frac{1}{2}CV^2$ » emmagasinée dans la capacité ait été dissipée dans la résistance R.

Deux faits sont particulièrement intéressants :

1° On constate que dans le mouvement oscillatoire l'amplitude des oscillations va en diminuant; il y a *amortissement des oscillations*; c'est un résultat facile à comprendre : entre deux charges du condensateur en sens inverse, une certaine énergie se dissipe dans la résistance; la nouvelle charge du condensateur ne peut être que plus faible que sa charge précédente.

2° Quelle que soit l'amplitude des oscillations, leur durée reste la même.

Cette période est appelée la *période d'oscillation propre du circuit* comprenant self, capacité et résistance.

Les deux modes de décharge suivant les caractéristiques du circuit de décharge. Décharge apériodique. Décharge oscillante. Formule de Thomson. Amortissement. — Si l'on revient à la figure 34, on peut énoncer d'une manière plus précise les résultats suivants très importants :

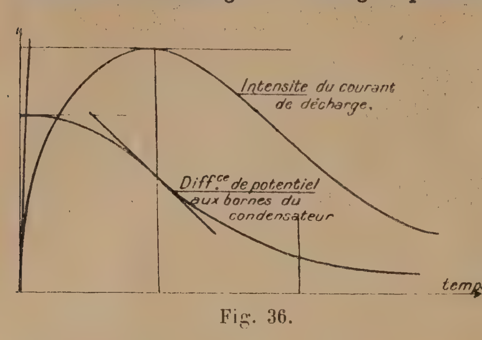


Fig. 36.

1° *Si la résistance du circuit est forte* : $R^2 > \frac{4L}{C}$ la décharge du condensateur est *apériodique* et l'intensité du courant en fonction du temps est représentée par la figure 36;

2° *Si la résistance du circuit est faible* : $R^2 < \frac{4L}{C}$, la décharge du condensateur est oscillante; la figure 37 représente la courbe du courant en fonction du temps. Cette courbe est

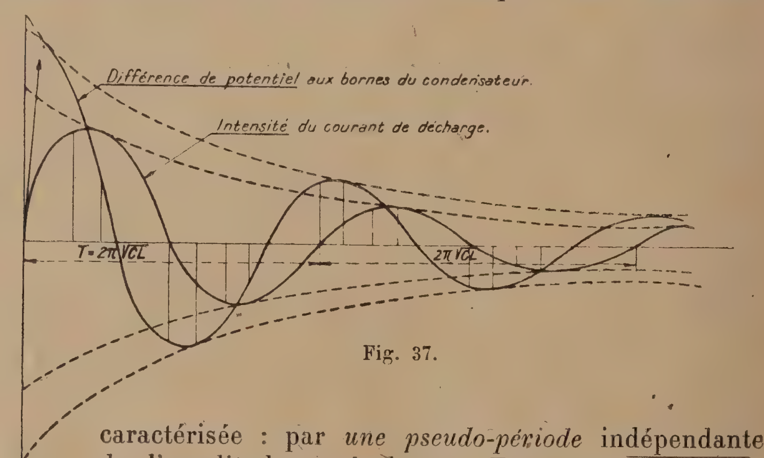


Fig. 37.

caractérisée : par *une pseudo-période* indépendante de l'amplitude et égale à : $T^{sec.} = 2\pi\sqrt{C^{farad}\,L^{henrys}}$; par un *facteur d'amortissement* $\beta = \frac{R}{2L}$ qui caractérise la rapidité avec laquelle l'amplitude du courant diminue. En passant, nous pouvons remarquer qu'un circuit à faible constante de temps $\frac{L}{R}$ possède un facteur d'amortissement $\frac{R}{2L}$ grand.

En réalité le facteur $\delta = \frac{R}{2L} \times T$ appelé *décrément logarithmique* (T étant la période d'oscillation) intervient beaucoup plus souvent; il caractérise la rapidité de la diminution d'amplitude qui se produit dans l'intervalle d'une période; il permet par conséquent de comparer les amortissements de deux circuits ayant des périodes différentes.

Causes d'amortissement. — Nous les avons déjà indiquées en gros. Ce sont :

Causes électriques : frottement dû à l'effet Joule. Hystérésis diélectrique du condensateur, aigrettes, effluves.

Causes magnétiques : énergie rayonnée dans l'espace. Induction sur les corps métalliques voisins (courants de Foucault).

L'énergie électrique $\frac{1}{2}$ CV² initiale se transforme en partie en énergie magnétique $\frac{1}{2}$ LI², tandis que l'autre partie se dissipe sous forme de chaleur; l'inverse se produit ensuite : l'énergie $\frac{1}{2}$ LI² (inférieure à $\frac{1}{2}$ CV²) se transforme en énergie électrique $\frac{1}{2}$ CV'² inférieure à $\frac{1}{2}$ LI² par suite de la perte d'énergie entre les 2 transformations; le phénomène se répète jusqu'à ce que toute l'énergie $\frac{1}{2}$ CV² initiale ait été dépensée.

Si l'on possédait une source rendant au circuit l'énergie qu'il perd à chaque oscillation, l'amplitude de ces dernières se maintiendrait constante et le circuit serait parcouru par des oscillations entretenues; nous verrons plus loin, lors de l'étude des lampes génératrices, une application de cette remarque.

Retour sur le phénomène de la résonance : lorsque la résonance est établie, la période de la f. é. m. est égale à la période d'oscillations propres du circuit. — Nous avons vu que si dans le circuit de la figure 38 (la f. é. m. de l'alternateur A restant constante) la relation $CL\omega_1^2 = 1$ existe, l'amplitude du courant passe par un maximum; l'effet de capacité détruit l'effet de self et le courant a pour valeur $I = \frac{E}{R}$.

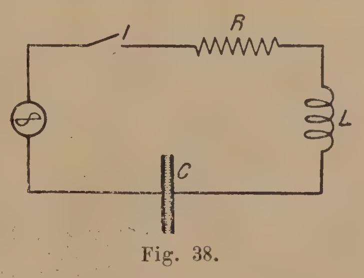


Fig. 38.

Nous avons noté aussi que la relation $CL\omega_1^2 = 1$ revient à dire que la période $T_1 = 2\pi\sqrt{CL}$. Or, cette valeur $2\pi\sqrt{CL}$ est la période d'oscillations propres du circuit sans alternateur repré-

senté par la figure 39. Donc on peut énoncer la très importante remarque suivante :

Lorsque la résonance est établie, la période de la f. é. m. est égale à la période d'oscillations propres du circuit sur lequel débite l'alternateur.

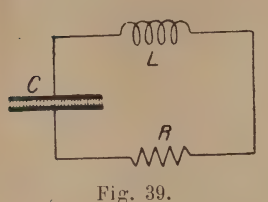


Fig. 39.

Analogies mécaniques. — De nombreuses comparaisons mécaniques permettent de concrétiser ce résultat. — 1° Si l'on abandonne une lame L (fig. 40) encastrée en A, après l'avoir écartée de sa position d'équilibre, elle se met à vibrer et l'on constate des faits comparables à ceux étudiés dans la décharge d'un condensateur : si le milieu qui entoure la lame n'offre qu'une faible résistance, le mouvement est oscillatoire, mais, par suite des frottements, l'amplitude diminue; quelle que soit cette amplitude, la durée des oscillations conserve une valeur constante qui est la période d'oscillations propres de la lame, soit $\frac{1}{50}$ de seconde par exemple.

2° Si l'on dispose (fig. 41) à proximité de L un électro parcouru par un courant alternatif, on constate que la lame se met à vibrer avec la même période que celle du courant; elle subit des *oscillations forcées*; si nous faisons varier la période

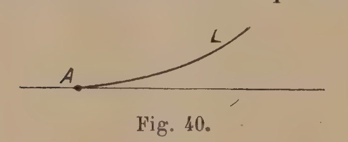


Fig. 40.

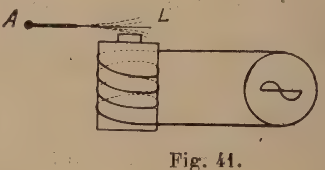


Fig. 41.

du courant, on constate que l'amplitude des déplacements de la lame commence par augmenter, passe par un maximum pour une période de $\frac{1}{50}$ de seconde, égale à la période propre de la lame, pour diminuer ensuite. Au moment de la résonance, la lame vibrante « ne demande pas mieux, que de se laisser entraîner à un rythme qu'elle possède déjà lorsqu'elle vibre librement ».

Téléphone-fréquencemètre. — Le fréquencemètre est un appareil basé sur ce principe : plusieurs lames de période de vibrations différentes et connues sont excitées par le courant de période inconnue; la lame dont la période propre est voisine de la période du courant possède seule une amplitude de vibration relativement forte et permet de connaître la fréquence du courant.

Un autre exemple se présente en téléphonie : la voix constituée par des vibrations de période différente, impose à la plaque

des oscillations; à certains moments, celle-ci vibre avec éclat; la période de la plaque est alors égale à celle de la note excitatrice. Il est évident qu'un tel résultat n'est pas à rechercher en téléphonie; il n'en est pas de même dans les réceptions en télégraphie sans fil et il existe certains dispositifs haut parleur permettant de régler la période de la plaque de manière à la rendre égale à celle des courants téléphoniques obtenus après détection de la haute fréquence.

Courant amorti. Train d'ondes. — Revenons au dispositif de la figure 34.

Si l'on charge le condensateur en fermant l'interrupteur (1); si l'on produit ensuite la décharge en ouvrant (1) et fermant (2), on obtient dans le circuit oscillant un courant amorti ayant la forme indiquée sur la figure 42, 1re décharge. L'amortissement est relativement rapide et après 9 ou 10 oscillations, le cou-

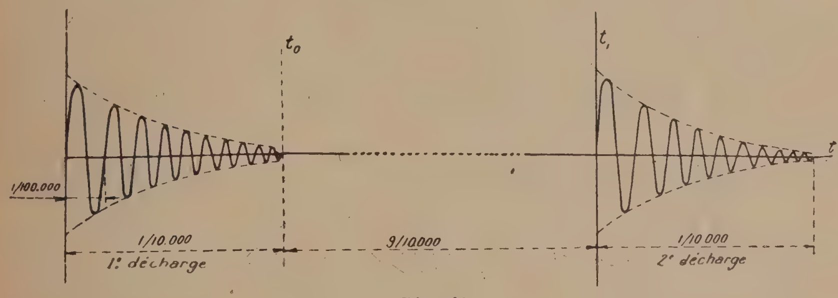


Fig. 42.

rant a atteint une valeur négligeable. Si l'on recharge le condensateur pendant un temps compris entre les instants t_0 et t_1 et si on le décharge une deuxième fois dans le circuit, on obtient un nouveau courant amorti. Supposons que l'on opère ainsi 1 000 charges et décharges par seconde, le circuit oscillant est parcouru par un courant de forme spéciale constitué de décharges espacées par des intervalles libres; les oscillations d'une décharge constituent ce que l'on appelle un *train d'ondes*.

Un exemple nous permet de comprendre ce qui se passe dans les cas utilisés en T. S. F.; supposons que le nombre de décharges soit de 1 000 par seconde; que chacune de ces décharges comporte 10 oscillations [1], le circuit ayant une période propre $T = 2\pi\sqrt{CL}$ égale à $\frac{1}{100\,000}$ de seconde; la durée d'un train d'ondes est :

$$10 \times \frac{1}{100\,000} = \frac{1}{10\,000} \text{ de seconde.}$$

(1) Au bout de 10 oscillations, l'amplitude du courant est pratiquement nulle.

L'intervalle entre la fin d'un train d'ondes et le début du suivant est donc :

$$\frac{1}{1\,000} - \frac{1}{10\,000} = \frac{9}{10\,000} \text{ de seconde.}$$

On se rend compte de l'impossibilité de manœuvrer avec une rapidité suffisante les commutateurs mécaniques (1) et (2) et particulièrement le commutateur (2) qui ne doit rester fermé que $\frac{1}{10\,000}$ de seconde.

Nous indiquerons à propos de l'émission des ondes amorties la solution adoptée par l'emploi d'un *éclateur*.

III. — DÉFINITION PRÉCISE DES COEFFICIENTS R L C.

Généralités. — Dans l'étude précédente, nous n'avons pas précisé ce que représentent les coefficients R L C.

R correspond à l'énergie dissipée dans le conducteur,
L à la faculté d'emmagasiner de l'énergie magnétique,
C — — — électrique.

Leur définition précise est extrêmement complexe et nous nous limiterons au cas d'un circuit éloigné de toute masse conductrice; nous étudierons les variations de ces facteurs en fonction de la fréquence.

Variations de la résistance en fonction de la fréquence. Épaisseur de pénétration des ondes. La résistance d'un conducteur dépend de la forme de sa section (fig. 43). — Soit une résistance R parcourue par un courant alternatif dont on peut faire varier la fréquence en augmentant la vitesse de rotation[1].

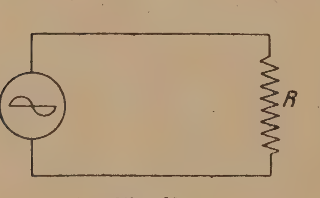


Fig. 43.


Fig. 44.

Le conducteur est en métal de résistivité ρ, de longueur l et de section de forme quelconques (fig. 44) ; sa résistance en courant continu a pour valeur :

$$R^0 = \rho \frac{l}{s}.$$

Supposons que la fréquence augmente; on constate que l'électricité, au lieu de se propager par l'intermédiaire de la section totale, cesse de passer par la partie centrale; l'épaisseur de pénétration du courant diminue au fur et à mesure que la

(1) Cet alternateur est une machine fictive, imaginée pour l'exposition des résultats.

fréquence augmente; cette action a reçu le nom de « skin-effect » ou effet de peau; elle est provoquée par l'induction des parties superficielles du courant; le courant qui parcourt celles-ci tend à faire naître dans les parties profondes des courants de sens contraire au sien, qui détruisent l'effet du courant principal. L'épaisseur de pénétration n'est évidemment pas nettement délimitée.

Dans une première approximation, tout se passe comme si cette épaisseur était bien déterminée, pour un métal et une fréquence donnée et l'on peut utiliser la formule de Boucherot :

$$e^{\text{épaisseur}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mu C\omega}},$$

l = épaisseur de pénétration,
μ = perméabilité du conducteur,
C = conductibilité,
ω = pulsation du courant.

Pour le cuivre, cette formule peut être remplacée par la suivante.

$$e^{\text{mm}} = 0{,}00376\sqrt{\lambda \text{ m.}},$$

où λ représente en mètres la longueur d'onde qui correspond à la fréquence du courant qui traverse le conducteur.

Cette épaisseur est toujours très faible, comprise entre 0,005 mm. et 0,5 mm. pour les fréquences usitées en T. S. F.

Application. — Nous pouvons déduire de cette courte étude les conclusions utiles suivantes :

1° La section de passage du courant étant plus faible qu'en continu, la résistance $R = \rho\frac{l}{s}$ augmente avec la fréquence; s représente alors la section utile qui dépend essentiellement de la forme de la section du conducteur.

Exemple. — Un conducteur de section circulaire de rayon R, de longueur l en cuivre de résistivité ρ est traversé par un courant de fréquence N. — Calculer la résistance du conducteur?

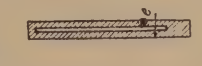


Fig. 45.

$$R = \rho\frac{l}{s}$$

$$s = \pi R^2 - \pi(R - e)^2,$$

où e est donné par la formule indiquée ci-dessus.

Ce résultat a été utilisé pour obtenir un conducteur possédant à la fois des propriétés électriques et mécaniques; l'âme constituée par du fer ou de l'acier résistant est recouverte d'une couche suffisante de cuivre. On peut souvent utiliser des tubes creux, ce qui diminue la dépense de métal.

2º Il est possible d'obtenir, en agissant sur la forme de la section, un conducteur ayant même résistance en continu que pour des fréquences inférieures à une valeur donnée; il suffit que l'une des dimensions de la section soit inférieure au double de l'épaisseur *e* correspondant à la fréquence considérée. C'est ainsi que l'on constitue souvent en T. S. F. des résistances par des rubans plats.

Un fil circulaire de diamètre très faible conserve sensiblement la même résistance en haute fréquence qu'en continu tant que son diamètre reste inférieur au double de l'épaisseur de pénétration des ondes. Les formulaires (de Laharpe par exemple) fournissent des tableaux donnant le diamètre maximum des fils à adopter pour que la résistance en haute fréquence ne diffère pas de 1 p. 100 de la résistance en courant continu; c'est ainsi que pour une fréquence de 50 000, le diamètre d'un fil de cuivre ne doit pas dépasser 0,5 mm.

3º Si l'on désire protéger des appareils contre des courants de haute fréquence au moyen d'une cage de Faraday, il est bon de donner à l'épaisseur du conducteur une valeur supérieure à celle de pénétration des ondes contre lesquelles on désire se protéger.

Pour terminer cette question, nous nous contenterons d'indiquer que les épaisseurs de pénétration pour le fer, métal magnétique, sont beaucoup plus faibles que pour le cuivre; à même forme géométrique et pour une même fréquence, la résistance d'un conducteur en fer est un multiple beaucoup plus élevé de celle du cuivre qu'en courant continu.

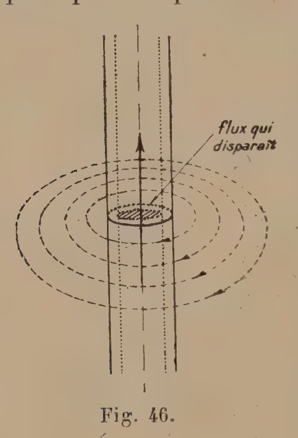


Fig. 46.

Les pertes pour hystérésis et courant de Foucault sont aussi beaucoup plus importantes; aussi le fer est-il rarement utilisé en T. S. F. comme conducteur.

Variations de la self-induction en fonction de la fréquence. — Le coefficient de self-induction d'un conducteur dépend de la forme des lignes de force magnétiques créées par le courant qui le traverse; or, nous avons vu que le courant se porte à la surface du conducteur et tout le flux intérieur disparaît (fig. 46) ce qui cause une diminution relativement faible du coefficient L.

ÉTUDE D'UN CIRCUIT UNIQUE

CHAPITRE I (*suite*).

CIRCUIT OUVERT

I. Propagation d'un mouvement vibratoire le long d'un fil. — *Cas d'une seule onde : fil indéfini.* Vitesse de propagation. Longueur d'onde. Formule $\lambda = VT$. Affaiblissement. *Fil de longueur finie dont une extrémité est fixe.* Réflexion de l'onde. *Cas d'une source entretenue : corde indéfinie. Cas d'une source entretenue : corde de longueur finie ayant une extrémité fixe.* Etude des oscillations forcées ou entretenues de la corde. Ondes stationnaires. Phénomènes de la résonance. Etudes des oscillations libres de la corde : période d'oscillation propre, amortissement.

Retour sur le phénomène de la résonance.

II. Utilisation des notions précédentes a l'étude des circuits ouverts. — Définition d'un circuit ouvert :

1° *Etude des oscillations forcées d'un circuit ouvert, résonance.* Distribution des courants et des tensions.

2° *Etude des oscillations libres d'un circuit ouvert préalablement chargé.* Période d'oscillation propre. Amortissement.

Retour sur le phénomène de la résonance.

III. Méthodes permettant de faire varier la longueur d'onde propre d'un circuit ouvert dont une extrémité est a la terre. — Influence d'une self ou d'une capacité intercalée à la base d'une antenne sur la longueur d'onde propre de l'ensemble obtenu ; distributions correspondantes des courants et des potentiels.

IV. Définition de la capacité, de la self et de la résistance d'un circuit ouvert. — Notion de circuit fermé équivalent à un circuit ouvert.

I. — PROPAGATION D'UN MOUVEMENT VIBRATOIRE LE LONG D'UN FIL

Cas d'une seule onde. Fil indéfini. Vitesse de propagation, longueur d'onde. Formule $\lambda = VT$. Affaiblissement. — Supposons que l'on imprime à l'extrémité libre A un mouvement oscillatoire de A à B, de B en B′ et de B′ en A. Au début, la corde occupe une position verticale ; lorsque A arrive en A_1 elle possède la forme de la figure 47 (*b*) et dans les instants qui suivent la déformation se propage comme l'indiquent les figures *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h*, *i*, *j*. Successivement et avec un certain retard, tous les points de la corde répètent le mouvement exécuté par l'origine ; un point H (fig. *i*) à la distance L est bientôt atteint par la vibration et son mouvement de H à H_1, de H_1 à H_2 et de H_2 à H se produit tandis que la déformation se propage vers le bas. Si *t* est le temps compris entre le moment où A commence son

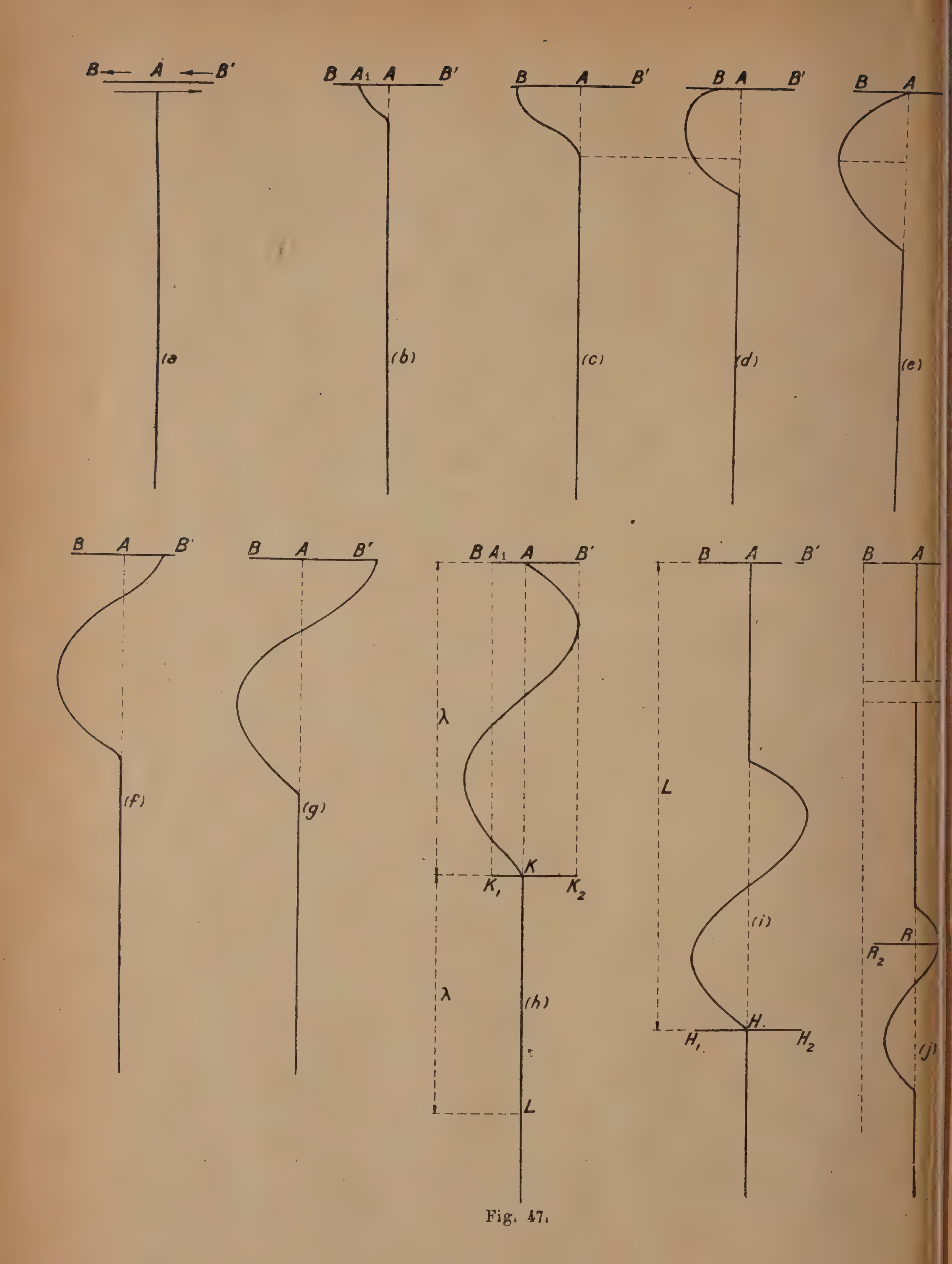

B
A
B'
(a)
B
A₁
A
B'
(b)
B
A
B'
(c)
B
A
B'
(d)
B
A
(e)
B
A
B'
(f)
B
A
B'
(g)
B
A₁
A
B'
λ
K
K₁
K₂
λ
(h)
L
B
A
B'
L
(i)
H.
H₁
H₂
B
A
R
R₂
(j)

Fig. 47.

déplacement et celui où H se met en mouvement, la vitesse de propagation de l'onde est :

$$V = \frac{L}{t}.$$

Si l'on examine spécialement ce qui se passe en K (fig. 47 *h*) on constate que ce point se met à osciller lorsque le point A termine sa première oscillation; si l'on communique à A une deuxième oscillation sinusoïdale identique à la précédente, les mouvements de A et K sont les mêmes; A étant en A_1, K est en K_1, A étant en B', K est en K_2; la droite qui joint les deux points mobiles reste toujours verticale. Si le mouvement de A se perpétue par une troisième, une quatrième, etc., oscillation, les deux points A et K conservent le même mouvement; la seule différence réside dans le fait que A, origine des vibrations, a effectué une oscillation complète de plus que le point K de la corde. La distance AK est ce que l'on appelle la *longueur d'onde* du mouvement oscillatoire; il est bon d'insister sur cette définition très importante; deux points de la corde sont à une distance égale à une longueur d'onde, lorsque leur mouvement est exactement le même, l'un d'entre eux ayant effectué une vibration de plus que l'autre. Si nous désignons par V la vitesse de propagation de l'ébranlement, par T la période du mouvement de A, pendant le temps T la vibration a parcouru la distance VT et atteint le point K à une distance λ; d'où la relation :

$$\lambda = VT.$$

Si V est déterminé, la connaissance de l'une des quatre quantités λ T, N, ω permet de calculer les trois autres.

Si, maintenant, on se porte au point L à une distance 2λ de A, on voit qu'il se met en mouvement au bout d'un temps 2 T; il commence sa première vibration lorsque K commence sa deuxième et A sa troisième. Le résultat se généralise immédiatement, pour des points à distance 3λ, 4λ, etc. de A.

Il nous reste à signaler enfin une particularité indiquée sur la figure 47*j*; on constate une diminution, un *affaiblissement* de l'amplitude des vibrations au fur et à mesure que l'on s'éloigne de A; le point K ne possède qu'une amplitude RR_4 inférieure à AB'.

Cas d'une seule onde. Fil de longueur finie dont une extrémité est fixe; réflexion de l'onde. — Supposons fixée à un mur en un point F une corde, à l'extrémité libre A de laquelle on imprime une oscillation complète de A en B, de B en B', de B' en A; l'ébranlement se propage normalement jusqu'en F, là, se réfléchit contre le mur pour revenir vers A; tout se passe pour l'onde réfléchie comme si elle provenait d'un point *a*, symétrique de A par rapport au mur F et animé d'un mouvement en opposition avec celui de A : (A oscillant de A en B — B' — A

a oscille de *a* en *b* — *b′ a*); les deux sources A et *a* envoient des vibrations qui en F se retranchent à tout instant, ce qui

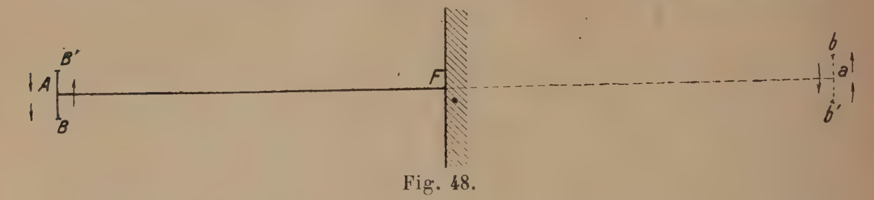


Fig. 48.

correspond bien à ce que nous avons supposé au sujet de la fixité du point F.

Cas d'une source entretenue. Corde indéfinie. — Nous avons étudié ci-dessus la propagation des ébranlements.

Cas d'une source entretenue : Corde de longueur finie ayant une extrémité fixe. — Le mouvement de la corde est exactement le même que si on doublait sa longueur de F en *a* (fig. 49 et 50), si l'on imprimait au point A le mouvement qu'il possède effectivement et au point *a* un mouvement oscillatoire en opposition avec celui de A; on peut le vérifier expérimentalement en comparant les formes de la portion AF des deux cordes suivantes : l'une (fig. 49) fixée en F et excitée par une lame vibrante mise en vibration par un électro parcouru par un courant alternatif de fréquence N, l'autre de longueur double, excitée en A de la même façon que la corde précédente, et en *a* par un électro

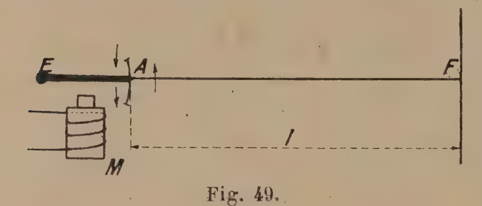


Fig. 49.

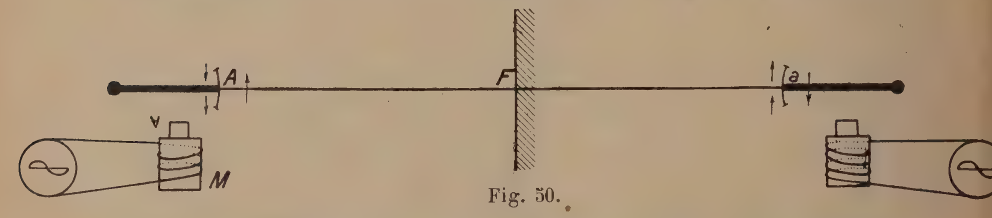


Fig. 50.

parcouru par un courant en opposition de phase avec celui qui parcourt M.

Étude des oscillations forcées ou entretenues de la corde. Ondes stationnaires — phénomène de la résonance. — La vitesse de propagation V des ondes le long de la corde est constante et indépendante de la période de la source excitatrice; si [1] l'on augmente

(1) Les conditions sont celles du paragraphe précédent : corde de longueur finie ayant une extrémité fixe.

mente peu à peu la fréquence N des oscillations imposées à la corde, l'expérience montre que l'amplitude des vibrations commence par augmenter et passe par un premier maximum pour une valeur N_1 donnée par la relation : $N_1 = \frac{V}{4l}$ soit $\lambda_1 = 4l$. La corde prend la forme indiquée sur la figure 51 *a*, et la longueur AF est égale à $\frac{\lambda_1}{4}$; si l'on continue à augmenter N, on perçoit un deuxième maximum d'amplitude pour une fré-

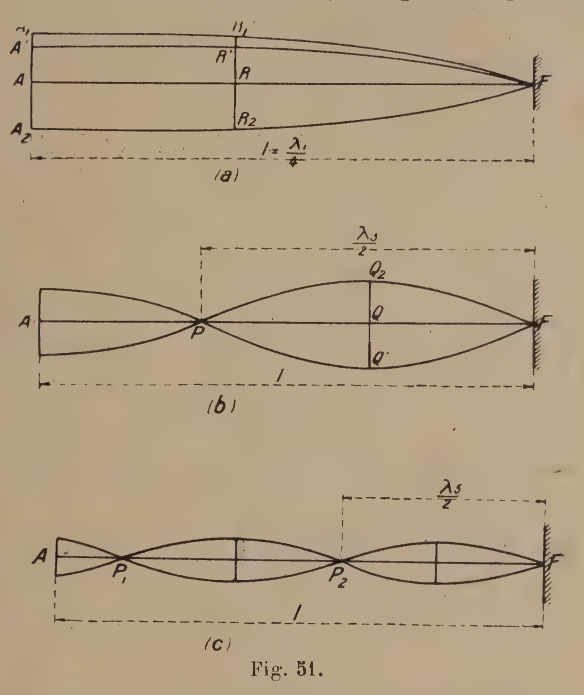


Fig. 51.

quence N_3 triple de la fréquence N_1; certains points de la corde appelés *nœuds* d'amplitude, parmi lesquels évidemment le point F, restent immobiles; en ces points, les ondes émises par A se combinent et s'opposent à tout instant aux ondes réfléchies sur le mur; les ondes venant de A tendent à déplacer ces points dans un sens, celles réfléchies tendent à les déplacer en sens inverse; d'où leur fixité. Aux deux points A et Q, au contraire, les mouvements s'ajoutent et l'amplitude de leurs vibrations est maxima; ils constituent ce que l'on appelle des *ventres*. On dit que la corde est le siège d'ondes *stationnaires*.

Pour une fréquence $N_5 = 5\ N_1$ $\left(\lambda_5 = \frac{\lambda_1}{5} = \frac{4l}{5}\right)$ la corde possède trois *nœuds* et trois *ventres*.

On pourrait généraliser les résultats pour les fréquences $7\,N_1 - 9\,N_1$, etc.; ces vibrations sont dites *harmoniques* de la vibration N_1 fondamentale.

Pour toute fréquence de la source autre que N_1 *et les multiples impairs de* N_1, *la corde prend un mouvement désordonné, irrégulier, et de très faible amplitude.*

Si nous nous bornons à l'étude de ce qui se passe pour ces fréquences privilégiées, nous retiendrons les quelques faits importants suivants :

1° L'amplitude de vibration d'un point de la corde (la fréquence étant déterminée) dépend du point de cette corde.

2° Pour chacun de ces points, la position dans l'espace est variable avec le temps, par exemple le point Q oscille entre les deux positions Q_1 et Q_2.

3° Dans le cas où la fréquence de la source motrice est N_1 ($\lambda_1 = 4l$) les divers points de la corde sont, proportionnellement à leurs amplitudes maxima, également éloignés de leur position d'équilibre; à un moment donné, la corde a la forme FR'A' et si AA' est les $\frac{2}{3}$ de AA_1, RR' est les $\frac{2}{3}$ de RR_1.

4° En ce qui concerne les tensions de la corde, il est facile de comprendre que leur valeur maxima a justement lieu aux nœuds d'amplitude; au point P par exemple (fig. 51 *b*), la corde tirée d'un côté vers le haut, d'un autre côté vers le bas, subit des variations de direction et de tension; aux centres d'amplitude, au contraire, la direction et la tension de la corde restent constantes. Les centres de vibration pour l'amplitude sont des nœuds pour la tension et inversement.

Étude des oscillations libres de la corde minuscule. Période d'oscillation propre, amortissement. Retour sur le phénomène de la résonance. — Si, au moment où la corde occupe la position A_1SF (fig. 52), on supprime brusquement la source excitatrice, si, d'autre part, l'extrémité A est assujettie à rester sur la droite A_1A_2, la corde continue à osciller; mais l'amplitude des vibrations diminue simultanément pour tous ses points; il y a *amortissement* du mouvement. Les faits les plus importants sont les suivants :

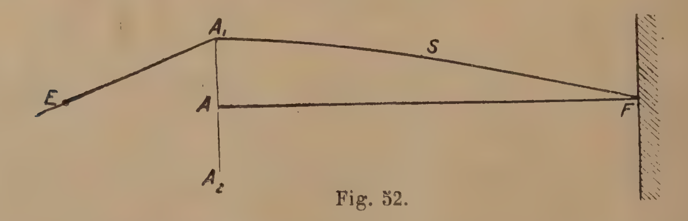


Fig. 52.

1° *Tous les points de la corde* oscillent avec la même période T_1

appelée *période d'oscillation libre de la corde.* Cette période est égale à $\frac{4l}{V}$.

2° L'amortissement ou la décroissance relative de l'amplitude est la même pour tous les points; il suffit de connaître le mouvement de l'extrémité libre A, et la forme initiale A_1SF de la corde pour déterminer le mouvement de tous les points.

A la période d'oscillation propre de la corde correspond une longueur d'*onde propre* $\lambda_1 = V\,T_1 = 4l$ et l'on retrouve ici un résultat très utile :

L'amplitude d'oscillation de la corde est maxima lorsque sa période d'oscillation propre est égale à la période de la source motrice. On dit alors qu'il y a *résonance.*

II. — UTILISATION DES NOTIONS PRÉCÉDENTES A L'ÉTUDE DES CIRCUITS OUVERTS

Définition d'un circuit ouvert. — Jusqu'à présent, nous nous sommes limités à l'étude de circuits comprenant en série une self, une capacité et une résistance. On peut étendre la notion de circuit :

Si l'on écarte peu à peu les armatures du condensateur (fig. 53), la capacité diminue, mais la zone d'action du champ électrique augmente. En dernier lieu, le circuit a la forme de la figure 54 qui constitue un circuit ouvert. En ce qui nous concerne, en T. S. F., nous aurons à considérer des circuits ouverts constitués *par des fils issus d'un point à la terre* et isolés en tout autre endroit.

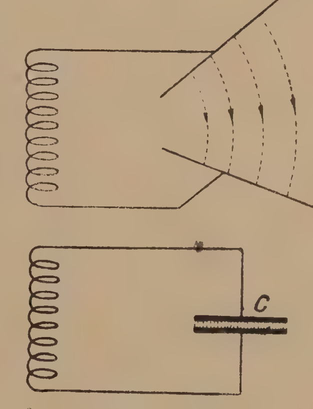


Fig. 54. Fig. 53.

La première particularité, qui communique à ces circuits ouverts des propriétés spéciales, consiste dans le fait que la capacité et la self, loin d'être localisées, sont réparties le long du circuit d'une manière uniforme. Si l'on considère, par exemple, un fil parallèle au sol et dont une extrémité T est à la terre (fig. 55), on voit que chacun de ses éléments possède la faculté de dissiper de l'énergie sous forme de chaleur, la faculté d'emmagasiner de l'énergie électrique et de l'énergie magnétique; ce circuit peut donc être assimilé à l'ensemble représenté par la figure 56. L'élément AB équivaut

à une résistance r, à une self l et à une capacité c ; on peut essayer

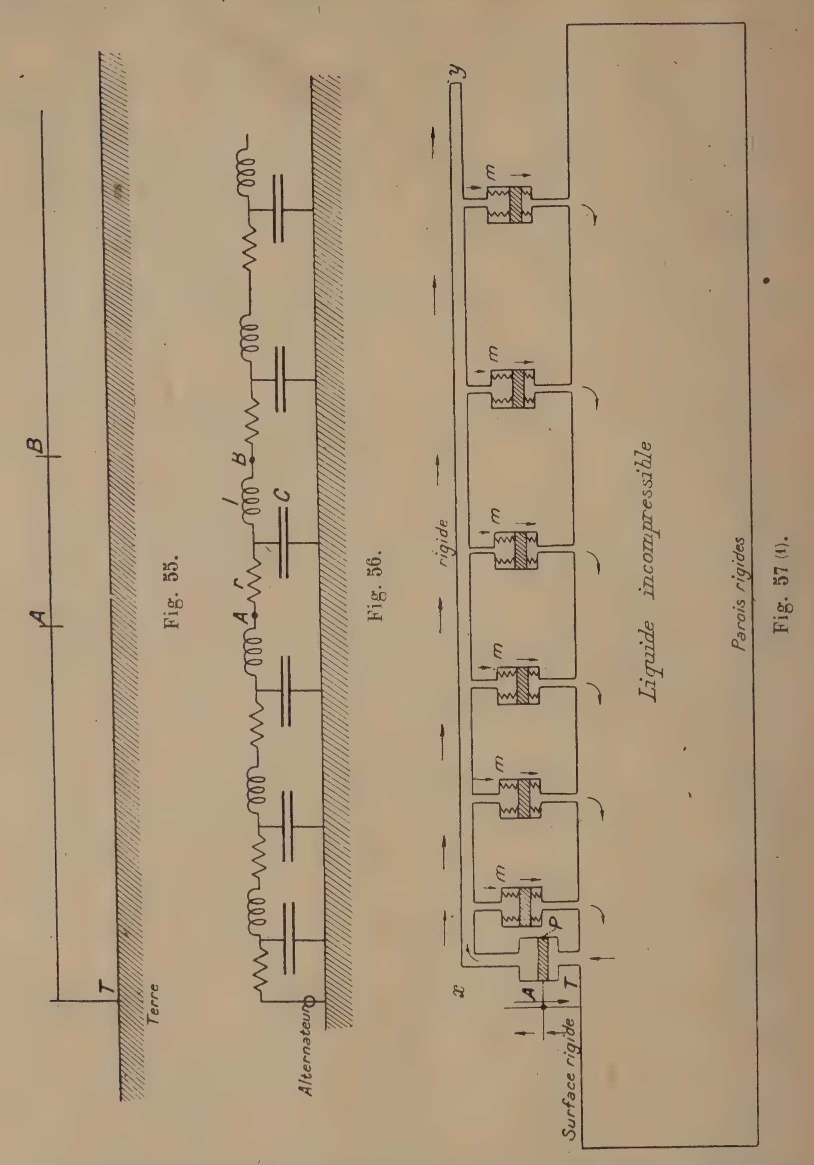


Fig. 55.

Fig. 56.

Fig. 57 (1).

de concrétiser en comparant le fil horizontal à un tuyau rigide xy rempli de liquide incompressible, mis en communication en T

(1) Sur la figure 57 la source motrice alternative est appliquée au levier A qui entraîne le piston tantôt vers le haut, tantôt vars le bas.

avec un réservoir immense entièrement rempli par le même liquide et dont la surface plane est couverte d'une matière rigide; les capacités c sont représentées suivant la manière indiquée précédemment. Une machine motrice alternative pousse le liquide incompressible tantôt vers le haut, ce qui produit la charge des petites capacités dont les membranes s'abaissent, tantôt vers le bas, ce qui produit la décharge des capacités; en réalité, comme on peut le voir, le circuit n'est pas ouvert; le liquide incompressible, à un moment donné, monte de T en x dans la canalisation principale xy, se partage entre toutes les capacités et se ferme par la terre supposée parfait conducteur; il y a dissipation d'énergie par frottement contre les parois de la conduite xy, et surtout à la prise de terre T qui présente « une section » imparfaite au passage du courant total, somme de tous les petits courants qui vont charger les différentes capacités.

Pour suivre le même ordre utilisé à propos des circuits fermés, nous étudierons successivement les deux questions suivantes :

1° Oscillations forcées d'un circuit ouvert. Résonance.

2° — libres — — — .

1° **Étude des oscillations forcées d'un circuit ouvert. Résonance. Distribution des courants et des tensions.** — Reprenons le fil parallèle au sol de la figure 55. Disposons à sa base un alternateur, source excitatrice dont on peut faire varier la vitesse ou, ce qui revient au même, la fréquence de la force électromotrice. Le courant produit en T par la force électromotrice ne s'étend pas instantanément le long de la totalité du fil; il se propage le long de celui-ci comme une perturbation le long

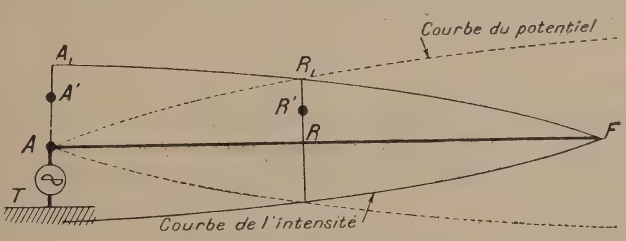


Fig. 58.

d'une corde. A l'extrémité du fil, l'électricité ne quitte pas le conducteur et l'intensité est nulle; en tout autre point, les courants directs et les courants réfléchis se composent si bien qu'il en existe où l'électricité, sollicitée avec la même tension dans les deux sens, reste immobile. D'une façon plus précise, si l'on augmente la fréquence de l'alternateur, on constate que pour une valeur $N_1 = \frac{4\,l}{V}$ $\lambda_1 = 4\,l$ (où V est la vitesse de propagation d'une perturbation sur le fil $V = 3 \times 10^{10}$ cm. par

seconde), l'intensité en tout point, et particulièrement à l'extrémité T, passe par un maximum, l'aiguille d'un ampèremètre thermique baisse lorsqu'on dépasse cette valeur N_1 ; pour la fréquence N_1 l'amplitude de variation du courant avec le temps est variable avec le point du conducteur : maxima pour le point A, nulle pour l'extrémité F.

Si l'on continue à augmenter N_1 on perçoit un deuxième

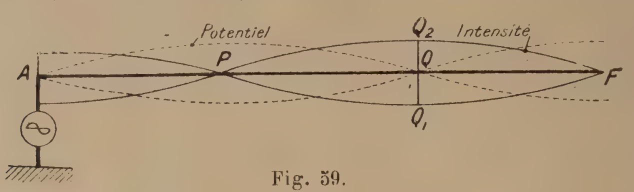


Fig. 59.

maximum d'intensité à la base pour une fréquence N_3, triple de la fréquence N_1, soit $\lambda_3 = \frac{4l}{3} = \frac{\lambda_1}{3}$; en deux points F et P l'intensité est constamment nulle ; ce sont des *nœuds* d'intensité. Les points A et Q sont des *ventres* d'intensité (fig. 59). Pour une fréquence $N_5 = 5 N_1$ $\lambda_5 = \frac{\lambda_1}{5} = \frac{4l}{5}$, on trouve 3 *nœuds* et 3 ventres (fig. 60).

Il serait possible de généraliser pour les fréquences 7 N_1,

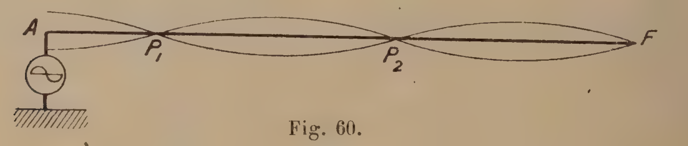


Fig. 60.

9 N_1, etc. ; les fréquences $N_3 - N_5 - N_7$, etc. sont des *harmoniques* de la fréquence N_1 fondamentale.

Pour toute fréquence de l'alternateur autre que N_1 et ses multiples impairs, la forme du courant est irrégulière et son amplitude très faible.

En se bornant à l'étude de ce qui se passe pour ces fréquences privilégiées, on peut énoncer les quelques faits importants suivants :

1° L'amplitude maxima du courant (pour une fréquence privilégiée donnée) dépend du point du fil.

2° Pour chacun de ces points, l'intensité varie avec le temps entre deux valeurs maxima ; par exemple (fig. 59), au point Q, l'intensité varie entre les deux valeurs QQ_1 et QQ_2.

3° L'intensité des courants aux différents points est au même instant une même fraction de l'intensité maxima en ces points ; si (fig. 58), à un moment donné, l'intensité en A a pour valeur AA' égale aux $\frac{2}{3}$ de l'intensité maxima AA_1, l'intensité en R est

RR′ égale aux $\frac{2}{3}$ de l'intensité maxima RR_1; les intensités en tous les points sont en phase. En particulier, lorsqu'on parle *d'intensité dans un circuit ouvert ou antenne*, on indique sa valeur au point où elle est maxima, c'est-à-dire à sa base.

4° En ce qui concerne les tensions électriques, l'extrémité A à la terre conserve le même potentiel choisi comme potentiel 0 et il se passe un phénomène analogue à celui étudié à propos des cordes; pour les fréquences N_1 et ses multiples impairs, les nœuds d'intensité sont des ventres de potentiel et réciproquement; en particulier, à l'extrémité F, les variations entretenues du potentiel ont leur amplitude maxima; ceci est important pour l'isolement du conducteur, à soigner spécialement en ce point. Les figures 58 et 59 indiquent les distributions du potentiel suivant les fréquences.

La figure 57 permet, dans une certaine mesure, de concrétiser ces résultats; à l'extrémité x, le courant est destiné à charger toutes les petites capacités; à mesure que l'on se rapproche de l'extrémité y, l'intensité diminue de tous les courants destinés à charger les capacités antérieures; on se rend compte aussi que la pression contre les tuyaux est faible en T, puisque tous « les ressorts des capacités permettent un passage facile le long de la montée Tx »; en y, au contraire, l'électricité comprime la paroi rigide et si elle réussissait à passer, cela correspondrait électriquement à la production d'effluves et à la rupture de l'isolement en y.

Etude des oscillations libres d'un circuit ouvert, préalablement chargé : période d'oscillation propre. Amortissement. Retour sur le phénomène de la résonance. — Si, au moment où l'intensité dans le circuit ouvert, excité par une source à fréquence N_1 ($\lambda_1 = 4l$), passe par un maximum, on supprime brusquement cette source, on constate des oscillations libres du courant, oscillations qui s'amortissent peu à peu, par suite des pertes par frottement dans le conducteur et à la prise de terre. Il est bon de remarquer que :

1° Le courant en tous les points oscille avec la même période T_1, indépendante de l'amortissement; cette *période est appelée la période propre d'oscillation du circuit ouvert*; elle correspond à une valeur $\lambda_1 = 4l$;

2° *L'amortissement* ou décroissance relative de l'amplitude est le même pour tous les points; c'est ce que l'on appelle : *l'amortissement du circuit ouvert.*

Nous retrouvons un résultat très important, déjà étudié à propos des circuits fermés :

L'intensité maxima du courant dans un circuit ouvert ayant une extrémité à la terre a lieu lorsque la période de la source est égale à la période propre du circuit.

On dit alors qu'il y a *résonance.*

Il est possible d'étudier les échanges d'énergie dans ces oscillations libres; lorsqu'on abandonne le conducteur au moment où l'intensité est maxima en tous points, l'énergie magnétique qui est la somme de toutes les énergies magnétiques des éléments : $\Sigma \frac{1}{2} li^2$ (1) est alors maxima, l'énergie électrique $\Sigma \frac{1}{2} cv^2$ est au contraire nulle; il y a transformation de l'énergie magnétique en énergie électrique avec dissipation sous forme de chaleur Joule; l'inverse se produit ensuite et le phénomène se répète jusqu'à ce que toute l'énergie magnétique du début $\Sigma \frac{1}{2} li^2$ se soit dissipée sous forme de chaleur. On aurait tout aussi bien pu abandonner l'antenne au moment où l'intensité en tous points est nulle, le potentiel étant maximum; tous les ressorts bandés de la figure emmagasinent alors de l'énergie électrique $\Sigma \frac{1}{2} cv^2$ qui provoque la formation d'un courant; cette énergie potentielle diminue au fur et à mesure que les ressorts se détendent en communiquant à la masse (self) de l'électricité une vitesse; il y a transformation de l'énergie potentielle en énergie cinétique avec dissipation par frottement Joule dans le conducteur.

Tous les résultats indiqués pour un fil parallèle au sol sont sensiblement exacts pour un fil vertical (fig. 61) AB ayant

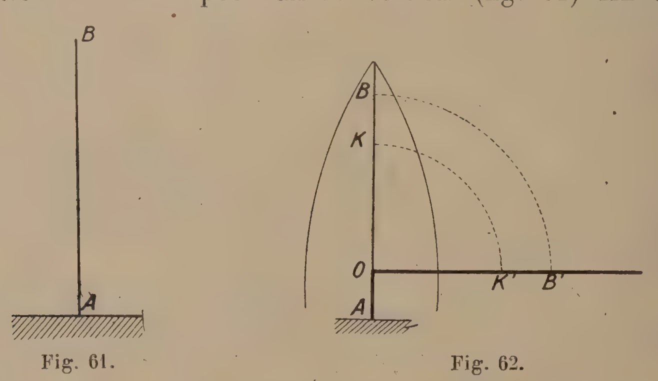


Fig. 61. Fig. 62.

l'extrémité A à la terre. Une petite différence provient du fait que les capacités de divers éléments de même longueur sont différentes suivant leur position; au voisinage du sol une portion de conducteur a une plus forte capacité que s'il se trouvait vers le sommet. Pratiquement, on peut négliger l'influence de ce fait et considérer la tension et l'intensité en un point K du

(1) i et v représentent l'intensité et le potentiel en un point du circuit ouvert.

fil vertical AB comme égales à ce qu'elles seraient au point K′ d'un fil déduit de AB par une rotation autour de O jusqu'à la position OB′ horizontale.

La figure 62 indique alors la distribution du courant et de la tension le long d'un fil vertical. On répéterait donc ici ce qui a été dit à propos du fil horizontal.

III. — MÉTHODES PERMETTANT DE FAIRE VARIER LA LONGUEUR D'ONDE PROPRE D'UN CIRCUIT OUVERT (1) DONT UNE EXTRÉMITÉ EST A LA TERRE

Influence d'une self ou d'une capacité intercalée à la base d'une antenne sur la longueur d'onde propre de l'ensemble obtenu : distribution correspondante des courants et des tensions. — Si à la base d'un circuit ouvert on dispose une self en l, on *augmente* sa longueur d'onde propre ; cela correspond à ce qui se passe lorsqu'on dispose une self en série dans un circuit oscillant fermé.



Fig. 63.

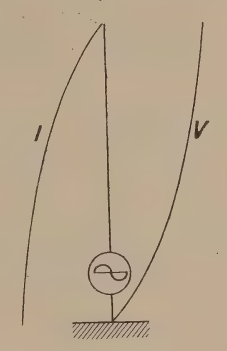


Fig. 63 *bis*.

Si le circuit complexe est excité par une source d'ondes entretenues, il faut, lorsqu'on dispose une self l, diminuer la vitesse de l'alternateur pour obtenir la résonance ; la distribution du courant et du potentiel ont alors des formes spéciales indiquées sur la figure 64 : elles sont les mêmes que celles obtenues sur un fil A′B de longueur L′ supérieure à L et excité sur sa période propre correspondant à une longueur d'onde $\lambda_0 = 4L'$; il existe un nœud de tension et un ventre d'intensité virtuels à l'intérieur du sol en A′ ; la courbe BB′ représente le courant en tout point, et la courbe CC′ N la tension. On voit en particulier que la chute de tension dans la self est $C_1C = l\omega I$; l = valeur de la self, I = intensité sensiblement constante dans cette self.

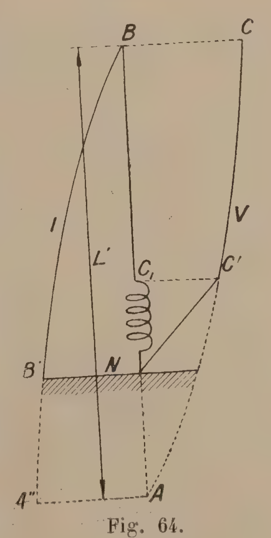


Fig. 64.

(1) A l'avenir, nous emploierons indifféremment le terme circuit ouvert ou antenne.

Lorsque la valeur de la self atteint une valeur suffisante, on peut pratiquement supposer que la courbe BB′ est une droite (fig. 65).

Effet d'une capacité en série dans l'antenne. — Une capacité en série à la base de l'antenne produit un effet inverse de celui de la self, soit une diminution de la période ou de la longueur d'onde propre, comme il est facile de s'en rendre compte ; si, dans

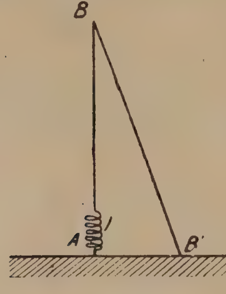


Fig. 65.

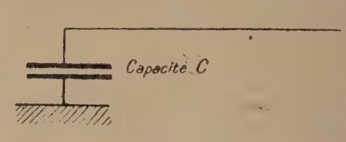


Fig. 66.

un circuit fermé oscillant, on ajoute en série une capacité, la longueur d'onde propre diminue par suite de la diminution

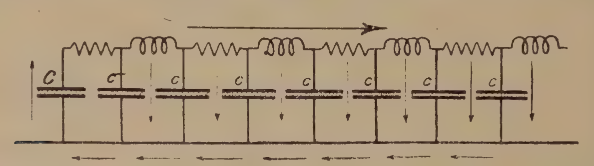


Fig. 67.

de la capacité obtenue en couplant deux condensateurs en série ; or, dans un circuit ouvert (fig. 66) assimilable à l'ensemble

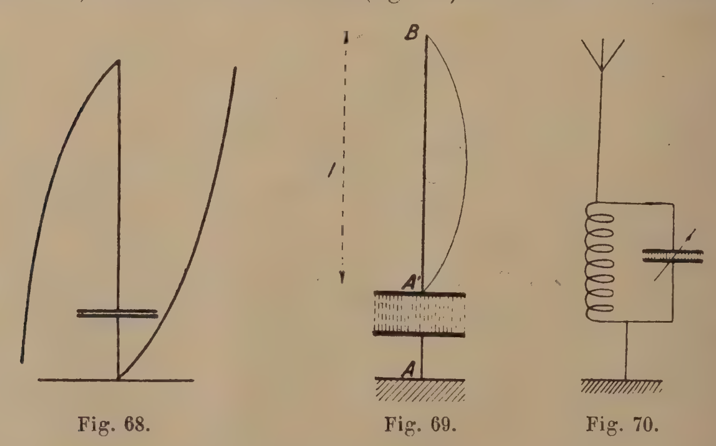


Fig. 68. Fig. 69. Fig. 70.

de la figure 67, la capacité C ajoutée est en série avec toutes les capacités c.

Disposer une très forte capacité, revient à amener au contact les deux armatures du condensateur $\left(e = o \text{ dans la formule } \frac{KS}{4\pi e}\right)$ (fig. 68), c'est-à-dire à supprimer le condensateur; une capacité nulle (e très grand) à la base revient à écarter beaucoup les deux armatures du condensateur (fig. 69) :

La longueur d'onde propre est alors égale à $2l$. Ainsi lorsqu'on fait varier la valeur de la capacité disposée à la base d'une antenne, la longueur d'onde de l'antenne varie entre $2l$ pour les très faibles capacités et $4l$ pour les très fortes capacités.

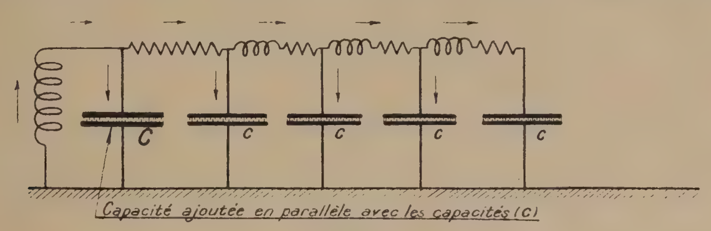


Fig. 71.

Un condensateur C disposé en dérivation aux bornes de la self augmente par contre la longueur d'onde du circuit (fig. 70), puisque cela revient à disposer une capacité en parallèle avec les capacités c des éléments (fig. 71).

IV. — DÉFINITIONS DE LA CAPACITÉ, DE LA SELF ET DE LA RÉSISTANCE D'UN CIRCUIT OUVERT OU D'UNE ANTENNE

Notion de circuit fermé équivalent à un circuit ouvert. — Les définitions de self, de capacité, résistance d'un circuit ouvert sont d'une importance fondamentale.

L'intensité I_0 dans une antenne est la valeur du couraut à la base; le potentiel V_0 est sa valeur au sommet. Si un alternateur HF débite sur une antenne avec laquelle il est en résonance, nous avons vu qu'à certains moments le potentiel en tous les points passe simultanément par un maximum, différent avec les points; au moment où l'intensité est nulle tout le long du conducteur, le circuit ouvert renferme une certaine énergie, somme des énergies emmagasinées dans la capacité des divers éléments; soit W_e cette valeur, la capacité C_1 de l'antenne est définie par la relation :

$$W_e = \frac{1}{2} C_1 V_0^2.$$

Un temps $\frac{T}{4}$ après, le potentiel en tous points est nul et

l'intensité maxima ; l'énergie Wm magnétique permet de définir la self du circuit oscillant :

$$W_m = \frac{1}{2} L_1 I_0^2.$$

On démontre que les deux quantités Wm et W_e sont égales :

$$\frac{1}{2} C_1 V_0^2 = \frac{1}{2} L_1 I_0^2, \qquad I_0 = V_0 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}.$$

Les deux coefficients L_1 et C_1 dépendant essentiellement de la distribution du potentiel et de l'intensité, varient par suite, si l'on intercale à la base de l'antenne une self ou une capacité.

Fig. 72.

Définition d'un circuit fermé équivalent à un circuit ouvert. — Considérons un circuit ouvert quelconque, dont un point est à la terre supposée parfait conducteur, et sur lequel débite un alternateur de HF en résonance avec l'antenne. L'énergie fournie par l'alternateur sert à compenser :

1° Les pertes par effet Joule dans l'antenne ;

2° Les pertes à la prise de terre ;

3° Les pertes par courants induits dans les conducteurs voisins ;

4° Les pertes par effluves ;

5° Les pertes par conductibilité des isolateurs ;

6° Les pertes par rayonnement dont nous parlerons dans le chapitre suivant.

Dans une première approximation, on peut admettre que toutes ces pertes sont proportionnelles au carré de l'intensité I_0 dans l'antenne ; si W est l'énergie fournie par l'alternateur, on appelle résistance totale de l'antenne un nombre R tel que l'on ait :

$$W = RI_0^2, \qquad R = \frac{W}{I_0^2}.$$

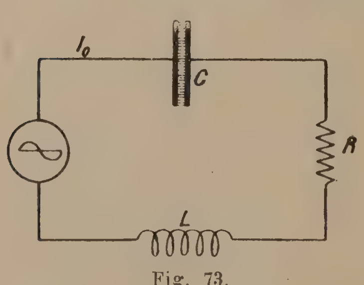


Fig. 73.

Dire par exemple que la résistance d'une antenne est égale à 2 ohms, c'est dire que si elle est parcourue par un courant de 500 ampères[1], elle dissipe une puissance de $2 \times (500)^2 = 5 \times 10^5$ watts $=$ 500 kilowatts. Supposons maintenant que le même alternateur, tournant à la même vitesse, débite sur un circuit fermé en resonance avec l'alternateur. Si la résistance

(1) Intensité à la base.

du circuit fermé est égale à R, résistance de l'antenne, ci-dessus définies, si, de plus, le courant qui traverse le circuit fermé est I_0, la puissance fournie par l'alternateur au circuit fermé est RI_0^2, soit la même que celle qu'il fournissait au circuit ouvert. Dans l'exemple indiqué, on donne à R la valeur 2 ohms et l'on fait parcourir le circuit fermé par une intensité de 500 ampères, la puissance dissipée est alors de 500 kws.

Le même alternateur étant successivement branché avec la même vitesse (même fréquence) et la même excitation en résonance sur l'antenne et sur le circuit fermé débite dans les deux cas la même intensité et fournit la même puissance ; une même variation d'excitation produit une même variation de l'intensité et par suite une même variation de la puissance RI_0^2 de l'alternateur.

Nous avons supposé l'alternateur tournant à la même vitesse en *résonance* successivement sur les deux circuits ouvert et fermé ; par conséquent, ces deux circuits possèdent même période propre.

Soit T la période du circuit ouvert ; celle du circuit fermé est $2\pi\sqrt{CL}$ et l'on a :

$$T = 2\pi\sqrt{CL}. \qquad (2)$$

Enfin, si l'on charge les deux circuits à la même différence de potentiel (autrement dit, si l'on charge dans le circuit fermé le condensateur C à un potentiel V_0 et le circuit ouvert de telle façon que le potentiel au sommet soit V_0), par exemple, si on les abandonne à eux-mêmes, ils sont le siège d'oscillations libres de périodes égales d'après le paragraphe précédent ; mais leurs amortissements ne sont égaux que si l'on fait varier la self et la capacité liées par la relation (2) de telle façon que l'amortissement $\frac{R}{2L}T$ du circuit fermé soit égal au décrément δ des oscillations du potentiel ou du courant dans l'antenne :

$$\delta = \frac{R}{2L}T. \qquad (3)$$

Dans de telles conditions, le courant dans le circuit fermé est à tout moment égal au courant à la base de l'antenne.

En définitive, soit une antenne donnée ; supposons mesurée au wattmètre la puissance W qu'un alternateur HF *en résonance* fournit à cette antenne ainsi que le courant à la base de l'antenne I_0 ; supposons de plus mesurée la période d'oscillations propres de cette antenne ; soit T cette valeur ; enfin supposons que l'on ait relevé la courbe de variation du courant à la base dans la décharge libre de l'antenne et que l'on en ait déduit la valeur du décrément δ.

On constitue maintenant un circuit fermé dont les éléments sont RLC tels que :

$$R = \frac{W}{I_0^2}, \tag{1}$$

$$2\pi\sqrt{CL} = T, \tag{2}$$

$$\frac{R}{2L}T = \delta. \tag{3}$$

WI_0, T et δ ont été mesurés et l'on calcule RLC.

Le *circuit fermé* est dit *circuit équivalent* au circuit ouvert; il jouit des propriétés énoncées dans la définition de ses éléments.

Ces considérations sont très importantes; elles permettent dans le raisonnement d'assimiler, sous certaines conditions, un circuit ouvert à un circuit fermé; c'est ainsi qu'à propos du couplage de deux circuits, nous ne considérerons que des circuits fermés, supposant implicitement que les circuits ouverts peuvent être remplacés par leurs circuits équivalents.

Dans des essais en usine d'alternateurs, il est utile d'exécuter des mesures, de puissance par exemple, sur un circuit équivalent à l'antenne auquel est destiné l'alternateur.

Souvent aussi (école par exemple) on remplace une antenne volumineuse par une antenne fictive.

Il est nécessaire de remarquer que les coefficients L et C sont différents des coefficients C_1 et L_1 définis ci-dessus; que l'énergie électrique emmagasinée dans l'antenne n'a pas pour valeur $\frac{1}{2}CV_0^2$, etc.

Enfin, ce sont les valeurs de L et C qui sont mesurées au contrôleur d'onde.

CHAPITRE II

ÉTUDE DE DEUX CIRCUITS COUPLÉS

I. Divers modes de couplage. — Couplage magnétique. Couplage électrique. Couplage galvanique.

II. Couplage magnétique de deux circuits. — Généralités. — Coefficient de couplage.

III. Étude du couplage magnétique lâche de deux circuits. — *Courbes de résonance :* définition du couplage lâche. Courbes de résonance. Influence des différents facteurs sur la forme de la courbe de résonance : Conséquences. Avantage des ondes entretenues sur les ondes amorties pour une bonne sélection.

IV. Couplage magnétique serré de deux circuits de même période propre. — Étude des phénomènes. Battements. Analogie mécanique. Application aux postes à impulsion. Action produite à l'extérieur : forme de la courbe de résonance.

I. — DIVERS MODES DE COUPLAGE

Couplage magnétique. Couplage électrique. Couplage galvanique. — Nous nous contenterons d'étudier le cas de deux circuits fermés, un circuit ouvert pouvant, sous certaines conditions, être remplacé par son circuit fermé équivalent.

On dit que deux circuits sont couplés lorsqu'ils sont disposés de telle sorte que les oscillations dans l'un des circuits entraînent la production d'oscillations dans l'autre. Le circuit dans lequel l'énergie se manifeste en premier lieu est appelé *primaire*, l'autre circuit est appelé *secondaire*.

Trois modes de couplage principaux peuvent être envisagés :

1° *Couplage magnétique* (fig. 74). — Les deux circuits présentent l'un par rapport à l'autre un coefficient d'induction

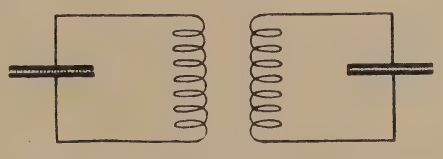


Fig. 74.

mutuelle; leur action réciproque a lieu par l'intermédiaire des lignes de force magnétiques communes.

2° *Couplage électrique* ou par capacité, par l'intermédiaire du champ électrique (fig. 75).

3° *Le couplage galvanique*, par l'intermédiaire d'une résistance commune (fig. 76).

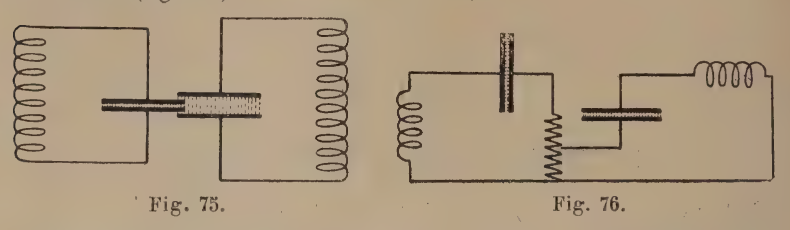


Fig. 75. Fig. 76.

Nous n'examinerons que le cas du couplage magnétique, très utilisé en T. S. F.

II. — COUPLAGE MAGNÉTIQUE DE DEUX CIRCUITS

Généralités. Coefficient de couplage. — Considérons (fig. 77) deux circuits caractérisés respectivement par leurs selfs L_1 et L_2, leurs capacités C_1 et C_2, leurs résistances R_1 et R_2; ils possèdent l'un par rapport à l'autre un coefficient d'induction mutuelle M.

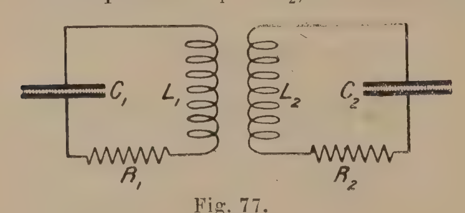


Fig. 77.

On appelle *coefficient de couplage* le rapport $m = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$.

Le couplage étant nul, le coefficient M est nul, et m aussi. Lorsque le couplage est maximum, les mêmes lignes de force traversent les deux selfs, nous allons démontrer que dans ce cas m est égal à l'unité.

La figure 78 nous montre un exemple de deux circuits couplés au maximum, les spires des selfs sont enroulées sur un

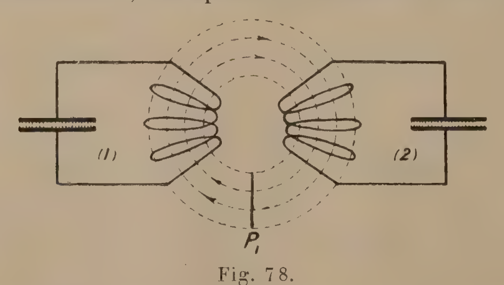


Fig. 78.

anneau de fer doux de grande perméabilité; toutes les lignes de force fermées traversent à la fois les deux circuits (c'est le cas des transformateurs) (1).

(1) Cas d'un transformateur sans fuites.

Désignons par n_1 le nombre de spires du premier circuit et n_2 celui du deuxième circuit; soit $\mathcal{R}$ la réluctance du circuit magnétique. Si l'on fait passer un courant unité dans la bobine (1), le flux produit est :

$$\Phi_1 = \frac{4\pi n_1}{\mathcal{R}}.$$

Le flux total qui traverse les n_1 spires ou coefficient de self-induction du premier circuit est :

$$L_1 = n_1 \Phi_1 = \frac{4\pi \overline{n}_1^2}{\mathcal{R}}.$$

On trouverait de même :

$$L_2 = \frac{4\pi \overline{n}_2^2}{\mathcal{R}}.$$

Pour évaluer le coefficient M d'induction mutuelle entre les selfs (1) et (2), faisons passer un courant unité dans la bobine (1); le coefficient M, par définition, a pour valeur :

$$M = \frac{4\pi n_1 n_2}{\mathcal{R}}.$$

D'où la relation :

$$M^2 = L_1 L_2, \qquad M = \sqrt{L_1 L_2},$$

$$\frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = m = 1.$$

Le coefficient m varie donc entre 0 et 1 lorsque le couplage de très lâche devient serré.

Nous nous proposons d'étudier deux cas extrêmement importants dans l'étude de deux circuits en présence :

1° *Cas du couplage lâche*;

2° *Cas du couplage serré, mais seulement lorsque les deux circuits possèdent même période propre.*

III. — ÉTUDE DU COUPLAGE MAGNÉTIQUE LACHE DE DEUX CIRCUITS. COURBES DE RÉSONANCE

Définition du couplage lâche. — Le circuit (1) parcouru par un courant variable produit un champ magnétique variable lui-même qui induit dans le circuit (2) une f. é. m. et par conséquent un courant; mais l'amplitude du courant (2) est trop faible pour produire une réaction sensible sur le circuit (1) qui ne se ressent que très légèrement de la proximité du circuit (2); *on dit alors que le couplage entre les deux circuits est lâche.* A ce propos nous pouvons détruire une erreur assez répandue; les deux circuits (1) et (2) peuvent être très rapprochés et même disposés de telle sorte que le flux produit par (1) traversant (2) soit maximum sans que le couplage soit serré; ce serait le cas

d'un petit circuit possédant une petite bobine de self L_2 n'absorbant qu'une toute petite portion du flux produit par le circuit (1), bien qu'étant tout à proximité ; on se trouve dans cette situation lorsqu'on effectue des mesures au contrôleur d'onde à un poste d'émission ; la réaction du contrôleur d'onde sur les appareils

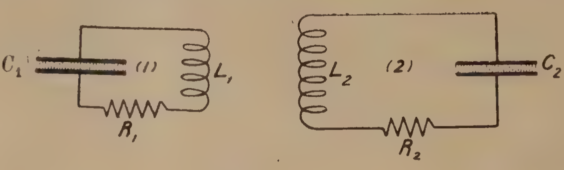


Fig. 79.

d'émission est négligeable. La plupart du temps, le couplage lâche est obtenu surtout par suite de l'éloignement des circuits.

Courbes de résonance. — Chargeons un grand nombre de fois le condensateur C_1 et après chaque charge déchargeons-le dans le circuit $C_1L_1R_1$, on obtient $\left(R_1^2 \text{ étant supposé } < \frac{4L_1}{C_1}\right)$ un courant amorti déjà étudié [1], dont la période d'oscillation est égale à $T_1 = 2\pi\sqrt{C_1L_1}$ et le décrément d'amortissement $\frac{R_1}{2L_1} T_1$ (fig. 79).

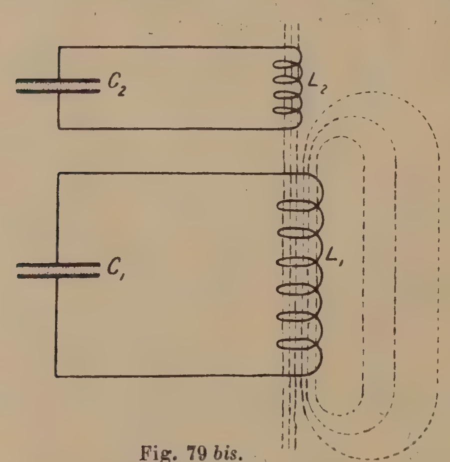


Fig. 79 *bis*.

Par suite du couplage lâche existant entre les circuits (1) et (2), le premier d'entre eux impose au deuxième des oscillations forcées ayant la période T_1 et l'amortissement $\frac{R_1}{2L_1} T_1$; dans le circuit (2) prennent aussi naissance des oscillations ayant la période propre et l'amortissement de ce deuxième circuit. Ces oscillations forcées et propres dans le circuit (2) atteignent leur maximum d'amplitude lorsqu'elles possèdent même période ou, ce qui revient au même, lorsque les deux circuits (1) et (2) ont même période propre. Laissant la période des émissions T_1 fixe, faisons varier d'une manière continue la période d'oscillations propres du circuit (2), au moyen de la capacité, par exemple,

$$T_2 = 2\pi\sqrt{L_2C_2}.$$

(1) Page 37.

Si dans le circuit (2) se trouve intercalé un ampèremètre (fig. 79 *ter*) sensible, on constate qu'au fur et à mesure que cette capacité augmente, l'aiguille de l'ampèremètre marque

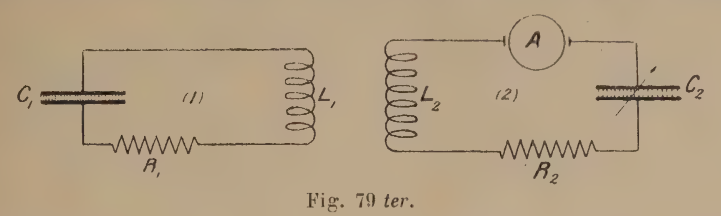


Fig. 79 *ter*.

une intensité croissante jusqu'à une valeur C'_2 de la capacité (fig. 80); si l'on dépasse cette valeur C'_2, l'intensité dans (2) diminue; la valeur C'_2 étant connue expérimentalement, il est facile de vérifier que la période d'oscillations propres du circuit (2)

$$T'_2 = 2\pi\sqrt{C'_2 L_2}$$

est justement égale à la période fixe T_1 des émissions du circuit (1); il est donc possible, un circuit (1) étant parcouru par des oscillations amorties d'amplitude constante, de faire varier l'intensité du courant induit dans un circuit (2) éloigné, uniquement en faisant varier les éléments, capacité ou self de ce circuit (2); l'action maxima est, en particulier, obtenue lorsque la période d'oscillations propres de (2) est égale à la période des émissions : on dit alors que les deux circuits sont en *résonance*.

Ceci est l'image d'une transmission en T. S. F. : le poste d'émission (1) est très éloigné du poste de réception (2); pour obtenir une audition optima, on règle le poste (2) en *syntonie* avec le poste (1). La courbe de la figure 80 s'appelle une *courbe de résonance* : elle indique pour toute valeur de la capacité du circuit récepteur l'intensité du courant i_2 induit par les émissions du poste (1).

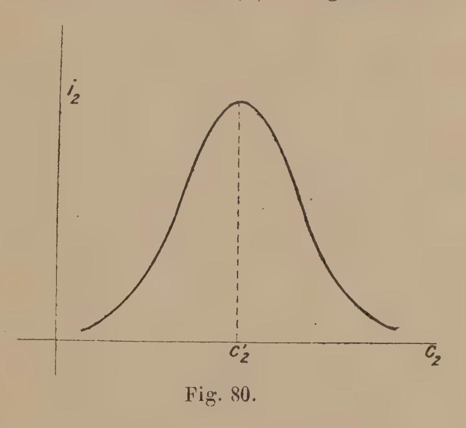


Fig. 80.

Influence des différents facteurs sur la forme de la courbe de résonance. — La forme de la courbe de résonance présente une très grande importance; le maximum d'intensité peut avoir lieu pour une valeur bien déterminée de la capacité, avec diminution très brusque de part et d'autre de cette valeur; la réso-

nance est *dite aiguë*; parfois, au contraire, de fortes variations de capacité n'amènent que des changements très faibles d'intensité.

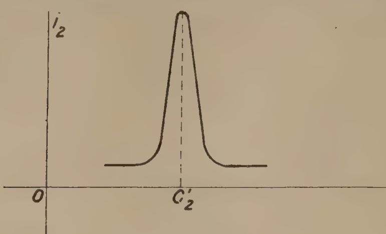


Fig. 80 *bis*.

Quels sont donc les facteurs qui influent sur la forme de la courbe de résonance?

A) *Influence des amortissements des deux circuits.*

1° Supposons les deux circuits (1) et (2) à faible amortissement $\left(\frac{R_1}{2L_1}T_1 \text{ et } \frac{R_2}{2L_2}T_2\right.$ faibles, autrement dit les résistances R_1 et R_2 faibles); on constate alors que la courbe de résonance est aiguë (fig. 80 *bis*).

2° Si l'un quelconque des deux circuits, et à plus forte raison, si les deux circuits possèdent un fort amortissement (fortes résistances R_1 et R_2) la courbe de résonance obtenue est aplatie (fig. 81).

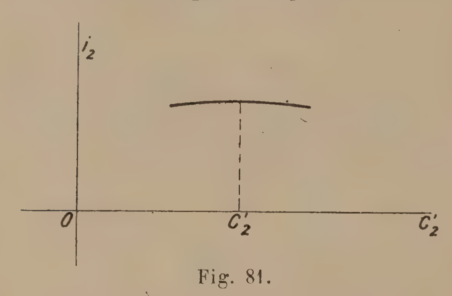


Fig. 81.

Une expérience très simple consiste à relever quatre courbes de résonance; la première avec de faibles résistances R_1 et R_2, la deuxième avec R_1 faible et R_2 fort, la troisième avec R_1 fort et R_2 faible, la quatrième avec R_1 et R_2 forts.

B) *Influence du couplage des deux circuits.* — Si l'on augmente le couplage entre les deux circuits à partir d'une valeur très

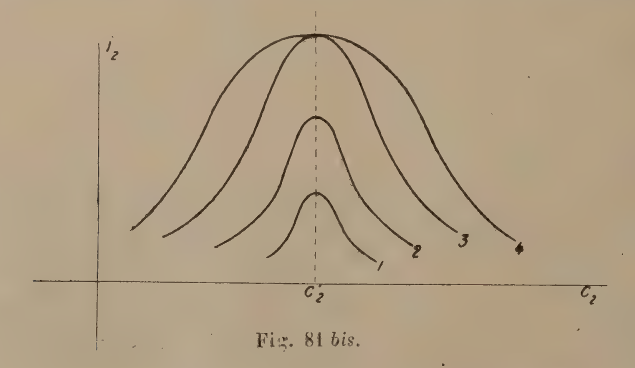


Fig. 81 *bis*.

faible, on constate d'abord que le maximum de la courbe de résonance croît rapidement, l'acuité de la résonance restant

sensiblement la même; ensuite le maximum continue à augmenter, mais la courbe de résonance s'aplatit davantage; enfin, pour des couplages supérieurs, le maximum cesse de croître et la résonance devient tout à fait floue; la figure 81 *bis* résume la suite des phénomènes qui se produisent, les courbes de résonance 1, 2, 3 et 4 correspondant à des couplages croissants.

Conséquences. — Considérons (fig. 82) un poste (1) d'émission [(1)] envoyant une série de trains d'ondes *très amortis*; un poste

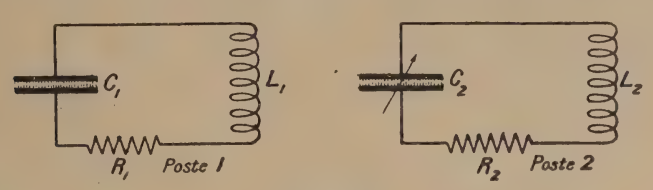


Fig. 82.

(2) non intéressé par la communication ne peut se débarrasser des émissions du poste (1); quelle que soit la position de sa capacité, l'intensité des émissions du poste (1) reste sensiblement la même; ce poste (1) est donc reçu par tous les postes, même par ceux qui ne veulent pas l'entendre et qu'il brouille dans leurs communications; aussi la convention de Londres défend l'emploi des dispositifs d'émission d'ondes très amorties (émission directe par exemple).

2° Considérons deux circuits d'émission (1) et (3) et un circuit (2) de réception couplé d'une manière lâche avec (1) et (3).

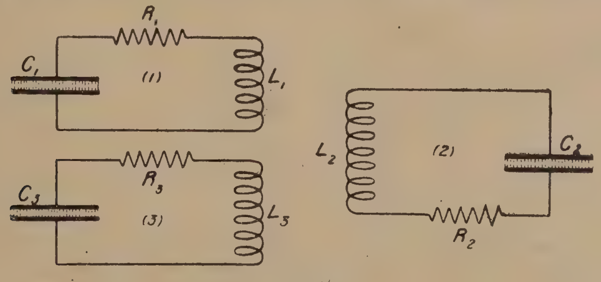


Fig. 83.

Le circuit (1) faisant seul des émissions, on peut relever sur le circuit (2) une courbe de résonance, une deuxième courbe de résonance peut être relevée en (2), lorsque (3) seul envoie des émissions.

(1) Grâce à un dispositif analogue à celui de la figure 34 on charge un grand nombre de fois par seconde le condensateur C_1 et on le décharge un nombre égal de fois dans L_1 et R_1.

Supposons maintenant que les deux postes (1) et (3) fonctionnent simultanément; quelles conditions doivent posséder les émissions et le circuit de réception pour que le poste (2) puisse nettement séparer (1) et (3) et recevoir à sa volonté l'un ou l'autre de ces deux postes. D'après ce que nous avons vu, il suffit que les deux courbes de résonance soient aiguës et que la

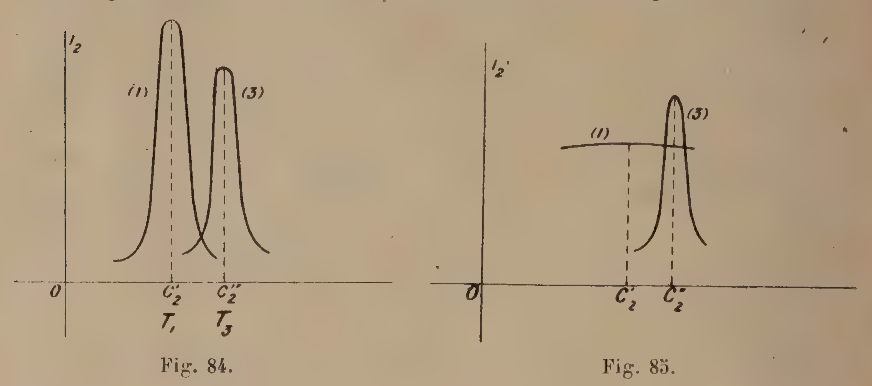


Fig. 84. Fig. 85.

longueur d'émission T_1 et T_3 soient suffisamment différentes l'une de l'autre; cette différence est d'ailleurs d'autant plus faible que les maxima se détachent mieux. Les courbes de résonance de la figure 84 permettent de séparer très nettement les deux émissions simultanées en donnant aux capacités les valeurs C'_2 ou C''_2.

La figure 85 nous représente le cas où les émissions du poste (1) sont très amorties, le poste (2) peut s'arranger de façon à

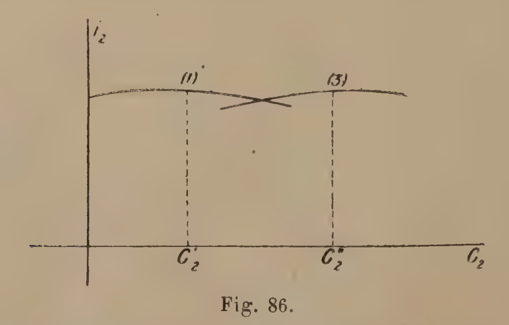


Fig. 86.

n'entendre que le poste (1), mais en disposant sa capacité sur la valeur C''_2, il ne peut éliminer le poste (1).

Enfin, si l'amortissement du circuit (2) est fort, les deux courbes de résonance sont aplaties et il est impossible de séparer les deux postes l'un de l'autre; quelle que soit la valeur de la capacité C_2, on entend simultanément les postes

(1) et (3). Ce résultat est intéressant, en particulier sur les bateaux : si le circuit (2) est *très peu amorti*, une émission faite par un bateau (1) quelconque (signaux de détresse par exemple) n'est nettement reçu que si la capacité en (2) possède une valeur bien déterminée correspondant à la résonance et ce serait un pur hasard qu'il en soit ainsi. Au contraire, si le circuit (2) est amorti, on perçoit toute émission comprise dans une large gamme de périodes; au moment où (1) effectue ses émissions, la capacité C_2 possède une valeur C (fig. 87), l'intensité de réception est égale à CD; l'opérateur peut commencer à régler la capacité de façon à atteindre le maximum, difficile à obtenir exactement, par suite de l'aplatissement de la courbe; soit C_2'' la valeur du réglage obtenu; en syntonisant le circuit par suppression, par exemple, d'une partie de la résistance R_2, l'opérateur obtient une nouvelle courbe de résonance bien plus aiguë dont il est facile d'obtenir le maximum pour une valeur C_2' [1].

Fig. 87.

Le premier dispositif, de *veille*, permet de percevoir tout appel; le deuxième, de *syntonie*, de renforcer et de séparer des autres émissions une émission bien déterminée.

Sur les postes destinés à communiquer avec de nombreux correspondants éventuels, on trouve sous une forme ou une autre, ce *système* de *veille* et de *syntonie*.

Application des courbes de résonance. — A propos des méthodes de mesure en T. S. F., nous montrerons l'utilité considérable des courbes de résonance pour la plupart de cas pratiques : mesure d'une période d'oscillation, d'une longueur d'onde, mesure d'un amortissement, etc.

Avantage des ondes entretenues sur les ondes amorties pour une bonne sélection. — Les ondes entretenues peuvent être considérées comme la limite d'ondes amorties dont l'amortissement est nul; il s'ensuit que pour un même circuit de réception, la courbe de résonance en ondes entretenues est beaucoup plus aiguë que si l'on recevait des ondes amorties. L'emploi des ondes entretenues a permis pendant la guerre l'utilisation d'un réseau très touffu de postes sans qu'il y ait pour cela brouillage entre ces postes [2].

(1) Les deux valeurs C_2'' et C_2' seraient égales si le premier réglage était exact, résultat difficile à obtenir.

(2) Ce résultat est dû tout spécialement à la réception des ondes entretenues au moyen d'une hétérodyne. (Voir chapitre : Réception des ondes entretenues.)

IV. — COUPLAGE SERRÉ DE DEUX CIRCUITS DE MÊME PÉRIODE PROPRE

Étude des phénomènes : battements. — Reprenons les deux circuits (1) et (2) et supposons que leurs éléments aient été réglés de telle façon que leurs *périodes propres soient égales*.

$$T_1 = 2\pi\sqrt{C_1L_1} = T_2 = 2\pi\sqrt{C_2L_2}.$$

Disposons-les de façon que le coefficient de couplage $\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$ ait une valeur relativement forte. En appuyant sur le manipulateur I_1, I_2 étant ouvert, on charge le condensateur C_1; en déchargeant C_1, on produit un courant dans le circuit (1); des lignes de force magnétiques traversent le circuit (2) et y induisent une f. é. m. et par suite un courant variable intense,

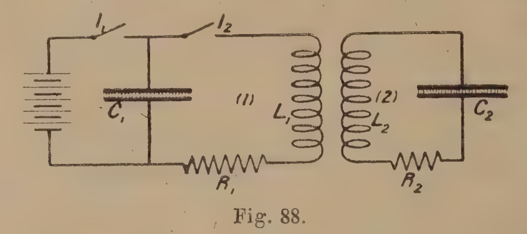


Fig. 88.

puisque le couplage entre (1) et (2) est serré; ce courant qui traverse (2) réagit sur le circuit (1), si bien qu'il se produit un certain nombre de phénomènes que nous allons étudier en détail.

Au moment où l'on ferme I_2, la différence de potentiel entre les armatures du condensateur C_1 est égale à V_m; l'énergie potentielle a pour valeur $\frac{1}{2}C_1V_m^2$; par contre, la différence de potentiel entre les armatures de C_2 est nulle. — Voici ce que l'on constate dans la suite (fig. 89) :

1° La différence de potentiel V_1 aux bornes de C_1 oscille, l'amplitude de ces oscillations diminuant jusqu'à une valeur nulle pendant que V_2, différence de potentiel aux bornes de C_2, augmente en oscillant jusqu'à une amplitude maxima atteinte lorsque l'amplitude de V_1 est nulle; à ce moment, l'énergie initiale $\frac{1}{2}C_1V_m^2$ est passée en partie dans le circuit (2) dont la capacité emmagasine une énergie potentielle $\frac{1}{2}C_2V_{m2}^2$; l'autre partie s'est dissipée dans les résistances des circuits (1) et (2). La période des oscillations de V_1 et V_2 est la période T commune aux deux circuits.

2° L'énergie étant entièrement passée dans le condensateur C_2, nous sommes ramenés au cas du début : le rôle des cir-

cuits a seul changé ; dans le circuit (2) on assiste à une diminution d'amplitude de V_2, et à une augmentation de V_1 dans (1), etc. Le phénomène se répète, les valeurs maxima des potentiels allant en diminuant jusqu'à ce que toute l'énergie $\frac{1}{2} C_1 V_m^2$ ait été dissipée dans les résistances R_1 et R_2.

3° En définitive, on constate une suite périodique de renforcements et d'extinctions dans l'amplitude des potentiels V_1 et V_2, les maxima d'amplitude de V_1 ayant lieu pour les amplitudes nulles de V_2 et réciproquement ; il se produit des *batte-*

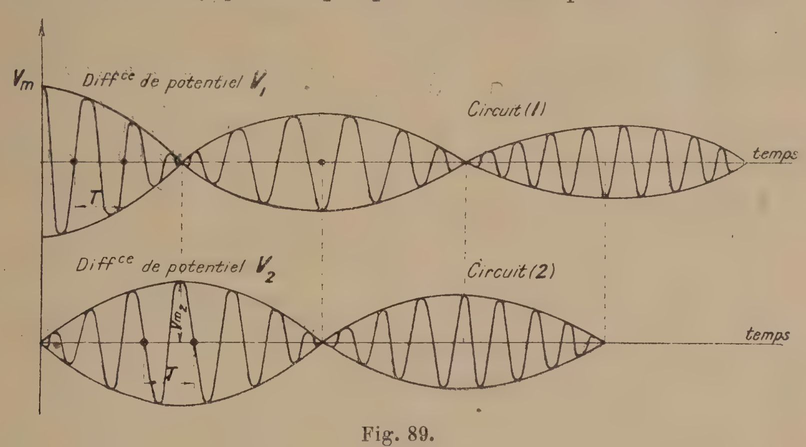


Fig. 89.

ments, ceci peut s'expliquer de la manière suivante : le courant dans chaque circuit peut être considéré comme la superposition de deux courants de périodes T′ et T″ différentes : m désignant le coefficient de couplage, le calcul montre que ces deux périodes ont pour valeurs :

$$(1) \qquad \begin{cases} T' = T\sqrt{1+m}, \\ T'' = T\sqrt{1-m}. \end{cases}$$

L'une de ces périodes est supérieure à la période T commune aux deux circuits, l'autre lui est inférieure.

Tantôt les amplitudes des deux oscillations s'ajoutent pour donner un renforcement, tantôt elles se retranchent pour donner une extinction. Les deux formules (1) indiquent que si le coefficient de couplage m est nul, les deux périodes T′ et T″ restent égales à T ; le circuit (1) est alors naturellement parcouru par un courant de période T.

Nous voyons aussi que plus m est grand, plus les périodes T′ et T″ diffèrent l'une de l'autre et plus la fréquence des battements, égale à (N″ — N′) [1], augmente.

(1) N′ et N″ sont les fréquences correspondant aux périodes T′ et T″.

Analogie mécanique. — Tout ceci se comprend mieux à l'aide de la comparaison suivante : Considérons (fig. 90) deux pendules simples (1) et (2) de même longueur; ils ont même période propre

$$T = 2\pi\sqrt{\frac{l}{g}}.$$

Suspendons-les en deux points M et M′ d'une corde fixée à deux points fixes A et B (AM = M′B); plus la distance MM′ est faible, plus l'action réciproque des deux pendules l'un sur l'autre est grande, autrement dit plus le couplage est serré. En déplaçant le pendule (1) d'un certain angle dans un plan perpendiculaire à MM′, on lui communique une certaine énergie potentielle; abandonné à lui-même, il oscille avec une période T; l'amplitude de ses oscillations diminue peu à peu, tandis que le pendule (2) se met à osciller avec la même période T et une amplitude croissante ; l'amplitude du pendule (1) passe par zéro lorsque celle de (2) passe par sa valeur maxima : au moment où (2) est au bout de sa course, son énergie poten-

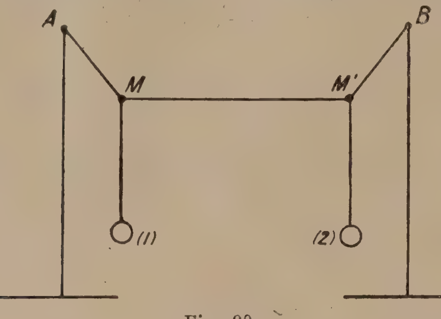


Fig. 90.

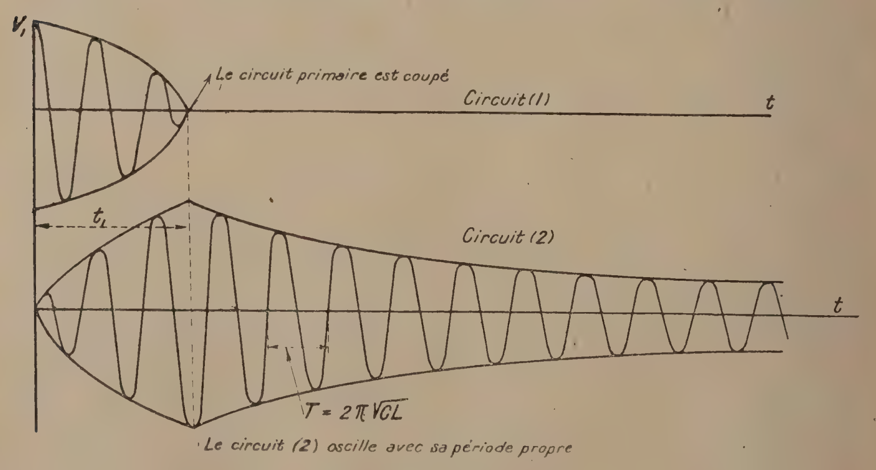


Fig. 91.

tielle est maxima, tandis que celle de (1) est nulle. Le phénomène se reproduit en sens inverse et l'on constate une suite de

battements jusqu'à ce que l'énergie potentielle emmagasinée dans le pendule (1) au début ait été absorbée par les frottements contre l'air et contre les supports. La fréquence des battements augmente lorsque MM′ diminue.

Application aux postes à impulsion. — Si (fig. 91) au moment où toute l'énergie est passée du circuit (1) dans le circuit (2), on coupe le circuit (1), ou du moins on y introduit une très forte résistance [couper (1) revient à introduire une résistance infinie], tout se passe dans le circuit (2) comme si (1) n'existait plus; ce circuit (2) oscille avec sa période propre $T = 2\pi\sqrt{CL}$ et son amortissement propre. Le temps t_1 correspond au temps de charge du circuit (2) par le circuit (1).

Action produite à l'extérieur. Forme de la courbe de résonance. — Le cas de deux circuits couplés d'une façon serrée se pré-

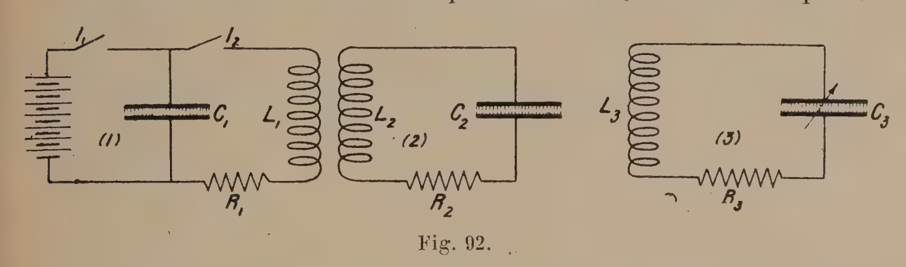


Fig. 92.

sente dans l'étude de l'émission des ondes amorties; le circuit (2) est alors un circuit ouvert possédant, comme nous le verrons, de précieuses propriétés au point de vue rayonnement. Supposons (fig. 92) que loin des deux circuits (1) et (2), dont l'ensemble représente un poste d'émission, on dispose un circuit (3) couplé lâchement avec (1) et (2). Un grand nombre de fois par seconde on charge le condensateur C_1 et on le décharge dans le circuit (1): on obtient un nombre égal de trains de battements; si, pendant la durée des émissions, on fait varier l'un des deux éléments C_3 ou L_3, si l'on mesure l'intensité qui parcourt alors le circuit (3), on constate que la courbe obtenue présente deux maxima; le circuit (2) émetteur parcouru par deux courants de fréquences T′ et T″ émet des ondes sur ces deux périodes et il est possible d'accorder le circuit (3) soit sur T′ soit sur T″.

L'écart entre ces deux maxima décroît au fur et à mesure que le couplage entre les deux circuits de l'émission (1) et (2) diminue, pour être négligeable pour des valeurs de m très faibles. Les figures 93, 94 et 95 suivantes résument ces quelques explications :

Si donc on conserve au poste d'émission tous les éléments constants, hormis le couplage entre les deux circuits (1) et (2), on obtient en (3) différentes courbes. On se rend compte de

l'inconvénient d'un couplage serré; l'émission étant faite sur deux ondes, toute l'énergie de l'onde inutilisée par le correspondant est gaspillée et ne sert qu'à brouiller d'autres postes travaillant sur cette longueur d'onde; à une époque où le réseau des postes de T. S. F. prend une grande extension, où les Commissions Internationales recherchent tous les moyens de limiter les brouillages, il serait plutôt imprudent d'utiliser un système à couplage très serré à l'émission. La diminution de couplage, par contre, diminue considérablement l'énergie émise par le circuit (2).

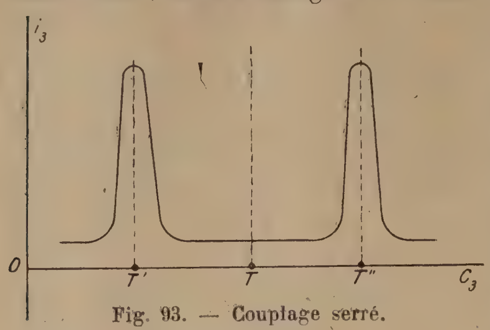


Fig. 93. — Couplage serré.

Un poste à impulsion ne possède pas ces inconvénients;

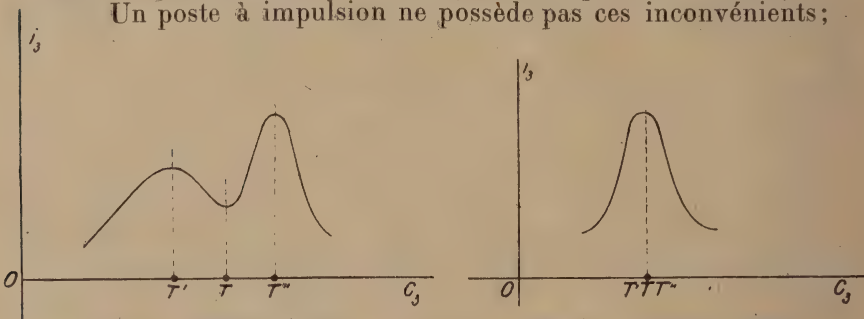


Fig. 94. — Couplage moyen.

Fig. 95. — Couplage faible.

l'émission y est faite sur une seule longueur d'onde, celle du circuit (2) (antenne); le circuit (1) ne sert qu'à charger le circuit (2); on trouve une courbe de résonance analogue à celles obtenues précédemment avec un couplage lâche entre deux circuits (1) et (2).

Nous reviendrons dans la suite sur ces notions pour les préciser davantage.

CHAPITRE III

PROPAGATION DE L'ÉNERGIE RAYONNÉE PAR UN CONDUCTEUR PARCOURU PAR DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE

Effets extérieurs d'un conducteur parcouru par des courants de haute fréquence.
Mécanisme de la propagation des ondes électromagnétiques : vitesse de propagation.
Divers éléments qui influent sur l'intensité du champ électromagnétique en un point.
Puissance moyenne rayonnée par un circuit ouvert.
Champ électromagnétique créé par un circuit ouvert de forme quelconque; hauteur effective; puissance moyenne rayonnée.
Puissance rayonnée par un circuit fermé : avantage des circuits ouverts pour l'émission.
Propriétés que doit avoir le circuit de réception capteur d'énergie.

Généralités. Phénomènes extérieurs produits par un conducteur parcouru par des courants de haute fréquence. — Jusqu'à présent, nous avons uniquement étudié les phénomènes qui se produisent à l'intérieur des conducteurs parcourus par des courants de haute fréquence; nous n'avons fait intervenir le rayonnement que par sa répercussion à l'intérieur du circuit; nous avons admis que l'énergie dépensée utilement à l'extérieur avait un effet intérieur équivalent à celui d'une résistance; ceci impliquait spécialement que l'énergie émise est proportionnelle au carré de l'intensité dans le circuit ouvert correspondant; il existe naturellement une relation intime entre les phénomènes intérieurs et l'action extérieure.


Fig. 96.

Considérons l'ensemble constitué par une antenne excitée par un alternateur haute fréquence en résonance; les phénomènes qui se produisent sont comparables à ceux auxquels donne lieu l'entretien d'une flamme de bougie : celle-ci transforme l'énergie chimique en énergie lumineuse utile rayonnée et en énergie calorifique inutile; de même, l'énergie fournie par l'alternateur est en toute petite partie rayonnée, l'autre partie étant perdue sous forme de chaleur Joule dans l'antenne.

Mécanisme de la propagation des ondes électromagnétiques. Vitesse de propagation. — De même que la lumière se propage

à une vitesse finie de 3×10^{10} cm. à la seconde, de même l'énergie rayonnée se propage à la même vitesse par l'intermédiaire d'un milieu impondérable nommé *éther*.

On admet d'ailleurs l'identité de nature des ondes lumineuses et des ondes électromagnétiques, les premières ayant une fréquence considérablement supérieure à celle des deuxièmes; c'est ainsi que théoriquement, si l'on arrivait à donner à l'alternateur une vitesse extrêmement supérieure à celles utilisées en T. S. F., le circuit émettrait des ondes lumineuses.

La propagation se fait par ondes sphériques, ce qui veut dire que des points A et B éloignés, également distants du point O (fig. 97) sont atteints au même instant par une perturbation partie de l'oscillateur. Si l'on considère ce qui se passe le long d'une droite issue de O, on peut se reporter à ce que nous avons

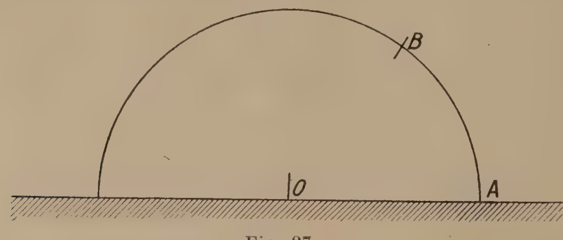


Fig. 97.

dit au sujet de la propagation d'un mouvement vibratoire sur une corde; deux points à une longueur d'onde de distance (si l'oscillateur est parcouru par des courants entretenus) ont même mouvement, le plus rapproché de l'émission ayant accompli une oscillation complète de plus que l'autre; la relation

$$\lambda \text{ cm.} = 3 \times 10^{10} \times T^{\text{sec}}$$

lie la période des oscillations à leur longueur d'onde; λ caractérise aussi bien la rapidité des oscillations que T, que la fréquence N, que la pulsation ω de l'alternateur.

Divers éléments qui influent sur l'intensité du champ électromagnétique en un point. — Précisons la notion de perturbation électromagnétique :

En tout point P de l'espace qui entoure l'oscillateur, on constate l'existence simultanée d'un champ électrique et d'un champ magnétique oscillant, de même période que celle de la source et perpendiculaires l'un à l'autre; le *champ magnétique* tangent au parallèle horizontal qui passe par P oscille entre deux valeurs m et m', le *champ électrique* situé dans le plan vertical de O et P tangent à la circonférence de centre O et de rayon OP, varie entre les deux valeurs e et $é$.

Les valeurs efficaces des champs électrique et magnétique sont proportionnelles l'une à l'autre, on peut même dire

égales, si l'on choisit des systèmes d'unités convenables; cette valeur caractérise tout court ce que l'on appelle le *champ électromagnétique*.

Admettons que, par un procédé (en disposant une forte capacité au sommet [1]), on ait réussi à obtenir une amplitude de courant alternatif constante tout le long de l'oscillateur; les intensités efficaces du champ électrique E_{eff} et du champ magnétique M_{eff} sont données par les formules :

$$E_{eff} = 4\pi V \frac{hI_{eff}}{\lambda r} \cos\varphi,$$

$$M_{eff} = 4\pi \frac{hI_{eff}}{\lambda r} \cos\varphi,$$

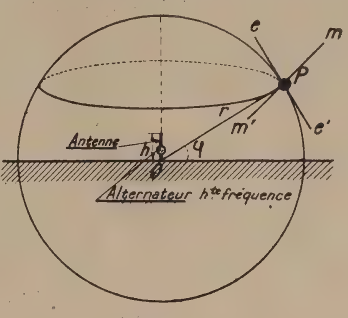


Fig. 98.

où h représente la hauteur de l'antenne parcourue par un courant alternatif I^{eff}, r la distance OP de l'antenne au point P considéré, φ l'angle de OP avec le plan horizontal, λ la longueur d'onde de l'émission, V la vitesse de propagation égale à 3×10^{10} cm. En unités pratiques :

$$E_{eff}\,(\text{volts centimètres}) = 120\pi \frac{hI_{eff}}{\lambda r} \cos\varphi,$$

I étant exprimé en ampères $h\lambda$ et r en centimètres.

On voit donc que le champ électromagnétique :

1° *Dépend de l'émission*. Il est :

Proportionnel à la hauteur h de l'antenne;

Proportionnel à l'intensité dans l'antenne I_{eff};

Proportionnel à la fréquence N ou inversement proportionnel à la longueur d'onde λ.

2° *Dépend de la situation relative du point par rapport au poste d'émission*. Il est :

Inversement proportionnel à la distance r;

D'autant plus faible que l'angle du rayon OP avec l'horizontale est fort.

Pour des communications normales, on admet que $\varphi = 0$ $\cos\varphi = 1$ et le champ électromagnétique ne dépend que de $\frac{hI}{\lambda r}$; pour une distance donnée, autrement dit pour *une radio-communication donnée*, r est connu et le champ électromagnétique

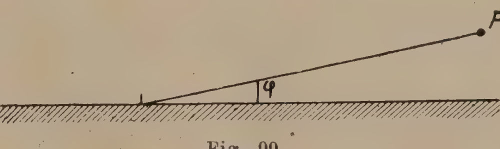


Fig. 99.

(1) Antenne en nappe par exemple.

ne dépend alors que de $\frac{hI}{\lambda}$; c'est à cette quantité qu'il faut donner une valeur suffisante, si l'on veut obtenir une communication sûre à tout instant.

Puissance moyenne rayonnée par un circuit ouvert. — La puissance rayonnée par un circuit ouvert varie à chaque instant; dans la pratique, il est préférable de considérer la *puissance moyenne* rayonnée ; on démontre qu'un conducteur vertical parcouru par un courant de haute fréquence, *d'amplitude constante le long du conducteur* rayonne une puissance moyenne :

$$P^{\text{watts}} = 160\pi^2 \left(\frac{hI}{\lambda}\right)^2,$$

I en ampères,
h et λ avec la même unité quelconque.

Cette expression peut s'écrire :

$$P = 160\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \times I^2,$$

elle est de la forme $R_r I^2$ en posant :

$$R_r^{\text{ohms}} = 160\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2.$$

Le coefficient R_r est ce que l'on appelle la *résistance de rayonnement* ou mieux la *radiance* de l'antenne.

La puissance rayonnée est donc d'autant plus grande que la fréquence du courant est forte, ou, ce qui revient au même, que la longueur d'onde est faible; on comprend la nécessité d'utiliser de la haute fréquence en T. S. F. Si l'on se reporte à l'expression du champ électromagnétique à une distance r et pour une valeur de $\cos\varphi = 1$ — $\left(E = \frac{120\pi}{\lambda}\frac{hI}{\lambda r}\right)$, on remarque que pour obtenir à distance r une valeur de champ double, il faut multiplier par 2 le produit $\left(\frac{hI}{\lambda}\right)$ et par conséquent multiplier par $2^2 = 4$ la puissance rayonnée :

$$P = 160\pi^2 \left(\frac{hI}{\lambda}\right)^2.$$

En particulier, si, pour une communication à distance r_1, on se contente d'un champ $E = \frac{120\pi}{r_1} \times \frac{hI}{\lambda}$ si l'on désire même valeur de champ pour une communication à distance double $2r_1$, il faut multiplier $\left(\frac{hI}{\lambda}\right)$ par 2, donc la puissance d'émission par 4.

Champ électromagnétique créé par un circuit ouvert de forme quelconque. Hauteur effective. Puissance moyenne rayonnée. — Nous avons jusqu'à présent supposé que l'intensité efficace

conserve même valeur tout le long du conducteur (fig. 100); que ce soit aux points A, B, C ou D, l'intensité [1] était supposée être la même AA′ = BB′ = CC′ = DD′. Il s'ensuit que deux portions de conducteurs AB et CD de même longueur participaient également à la formation du champ électromagnétique à la distance r; les puissances moyennes qu'ils émettaient étaient égales. En réalité, nous avons vu que la valeur du courant diminue lorsqu'on se rapproche de l'extrémité de l'antenne; pour un conducteur vertical sur lequel débite un alternateur en résonance, l'intensité varie comme l'indique la figure 101; par conséquent, l'élément AB parcouru par un courant oscillant, d'amplitude sensiblement constante en A et en B égale à AA′, rayonne plus d'énergie que l'élément CD, siège d'un courant beaucoup plus faible. Aussi, pour comparer des antennes de formes différentes, au point de vue de leur action à grande distance, on cherche la hauteur d'un conducteur vertical fictif, dont l'intensité efficace *serait en tout point la même* et égale à la valeur du courant à la base de l'antenne et produisant le même champ électromagnétique en tout point de l'espace.

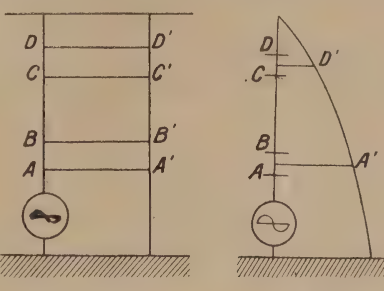


Fig. 100. Fig. 101.

Considérons, par exemple, l'antenne AA′ (fig. 102); soit I_0 le courant à sa base; à une certaine distance, elle produit un certain champ; disposons à côté une antenne CC′ verticale filiforme que nous supposons parcourue par un courant d'amplitude constante égale à I_0; faisons varier la hauteur de cette antenne jusqu'à ce qu'elle produise même valeur de champ électromagnétique au même point, par suite en tous points que l'antenne réelle; la hauteur de ce conducteur fictif est ce que l'on appelle la *hauteur efficace ou effective* de l'antenne; les deux surfaces hachurées sont alors égales. De plusieurs antennes de formes absolument quelconques, celle dont la hauteur effective est la plus grande produit pour une même intensité à la base, le plus fort champ électromagnétique en tout point et rayonne le plus d'énergie.

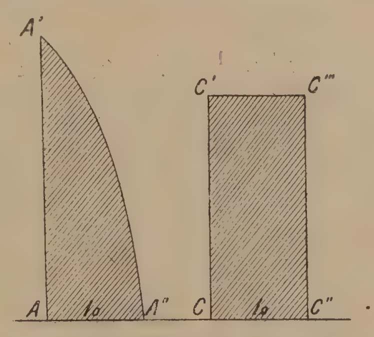


Fig. 102.

(1) Il s'agit, bien entendu, d'intensité efficace.

Les formules donnant la valeur du champ électromagnétique en un point deviennent : $(\cos\varphi = 1)$.

$$E = \frac{120\pi}{r}\left(\frac{h_{\text{eff}} I}{\lambda}\right),$$

h_{eff} représentant la hauteur effective de l'antenne.

$$P = 160\pi^2\left(\frac{h_{\text{eff}} I}{\lambda}\right)^2,$$

I en ampères,
h_{eff} et λ avec la même unité arbitraire.

$$R_{r\,\text{ohms}} = 160\pi^2\left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda}\right)^2.$$

La hauteur effective d'une antenne dépend des formes géométriques de cette antenne et de la distribution des courants; si, par exemple (fig. 103), à la base d'un conducteur vertical, on

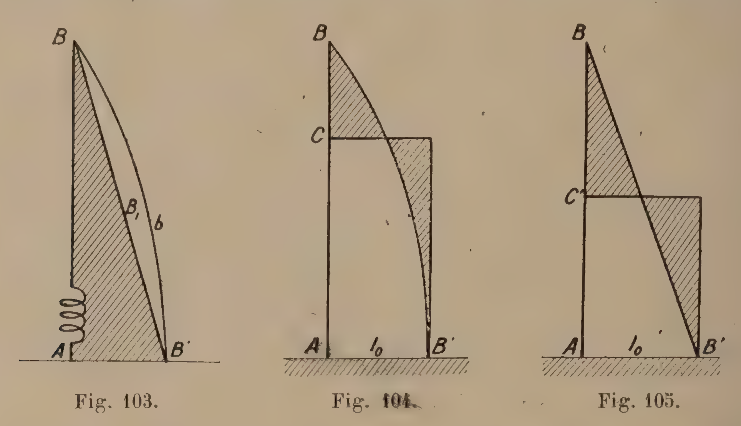


Fig. 103. Fig. 104. Fig. 105.

dispose une self, en conservant même intensité en A, la courbe de distribution du courant de la forme BbB' devient sensiblement une droite BB_1B'; le courant en tout point, excepté à la base est inférieur à la valeur qu'il aurait si la self était supprimée : la hauteur efficace est diminuée; dans le premier cas (fig. 104), elle est égale à AC, les deux portions hachurées ayant même surface; dans le deuxième (fig. 105), elle ne vaut plus que $AC' < AC$[1].

Lorsqu'on parle de hauteur efficace, il faut donc bien spécifier dans quelles conditions on se place; ce seront d'habitude les conditions de fonctionnement normales. La hauteur efficace d'une antenne est une chose qui peut se calculer, mais qu'il est préférable de mesurer; cette notion est d'ailleurs fort loin d'être absolue; nous n'insisterons pas là-dessus.

(1) La hauteur AC′ est la moitié de AB.

Puissance rayonnée par un circuit fermé. Avantage des circuits ouverts pour l'émission. — Un circuit fermé ne rayonne que fort peu d'énergie; ceci provient du fait que l'on peut grouper tous les éléments du circuit fermé, parcouru par le même courant de haute fréquence, deux à deux, de telle façon que leurs effets au même point se détruisent. Considérons par exemple un cadre ayant la forme de la figure 106; cherchons l'effet pro-

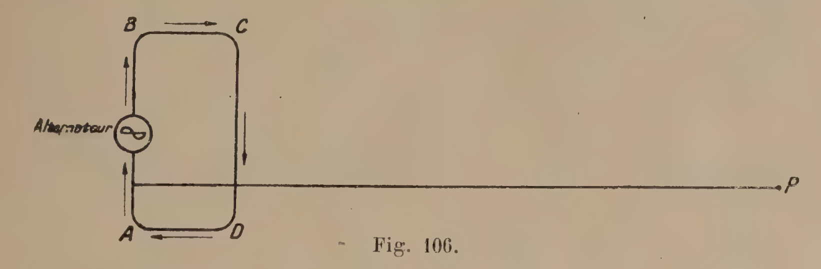


Fig. 106.

duit en un point P très éloigné et, pour cela, faisons la somme des actions de chaque élément : les portions BC et AD ne produisent aucune action en P étant dirigées vers ce point ($\varphi = 90°$; $\cos\varphi = 0$). Les deux portions AB et CD très sensiblement à la même distance (BC très inférieur à λ) et parcourues par des courants à tout instant de sens inverse et de même valeur ont en P des actions opposées qui se détruisent.

Aussi, pour le rayonnement de l'énergie, on utilise uniquement des circuits ouverts ou antennes.

A la réception, au contraire, l'énergie captée par le circuit

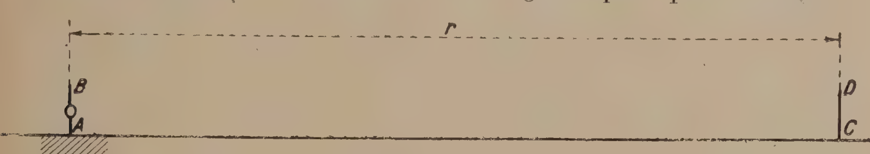


Fig. 107.

doit rester autant que possible dans le circuit et ne pas être réfléchie vers l'extérieur.

Examinons cette nouvelle question d'une manière plus détaillée.

Propriétés que doit avoir le circuit de réception capteur d'énergie. — Une antenne d'émission rayonne de l'énergie électromagnétique; en un point C est disposé un conducteur vertical, par exemple de hauteur l; le champ électrique à la forte distance r a pour valeur efficace :

$$E_{\text{eff}}^{\text{volt-centimètres}} = 120\pi \frac{1}{r} \frac{h_{\text{eff}} I}{\lambda} \qquad (\cos\varphi = 1).$$

La force électromotrice induite dans CD est égale $E_{eff} \times l$; le circuit de réception couplé d'une façon très lâche avec le circuit d'émission est accordé sur la période de l'émission afin d'obtenir une action maxima : nous retombons sur un problème déjà étudié; une force électromotrice $E_{eff} \times l$ agit sur un circuit ouvert avec lequel elle est en résonance; l'effet de l'émission sur l'antenne de réception est le même que si l'on disposait dans cette antenne de réception un alternateur C (fig. 108) de même période que celle de l'alternateur A, mais de force électromotrice très faible : $E_{eff} l$; la distribution du courant le long de CD dépend de la forme et des éléments constitutifs de l'antenne de réception; CD étant un fil vertical, la réception est sinusoïdale avec maximum CC′ très faible à la base; le potentiel se répartit suivant CF; si, à la base de l'antenne, on dispose une forte self, le courant varie linéairement du sommet à la base (fig. 109).

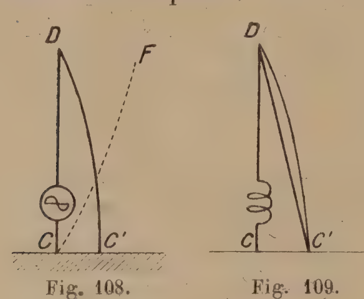


Fig. 108. Fig. 109.

Comme dans l'étude de l'émission, le circuit de réception CD dissipe une partie de l'énergie reçue sous forme de chaleur Joule et autres formes, rayonne l'autre partie. Or, nous avons tout avantage à ce que cette énergie réfléchie soit aussi faible que possible par rapport à l'énergie dissipée utilement pour la réception dans l'antenne. Si nous augmentons la résistance ohmique utile, tout en laissant la radiance constante, nous augmentons le rendement de l'antenne réceptrice; mais, par contre, la puissance captée tend vers 0. D'une manière plus précise, si R_0 représente la *résistance utile ohmique* (celle du détecteur principalement) de CD, R_r *sa radiance*, la f. é. m. $E_{eff} \times l$ produit dans l'antenne réceptrice avec laquelle elle est en résonance un courant :

La puissance utilisée par l'antenne est :

$$(4) \qquad I_r = \frac{E_{eff} \times l}{R_r + R_0}.$$

$$R_0 I_r^2 = (E_{eff} \times l)^2 \times \frac{R_0}{(R_0 + R_r)^2},$$

elle est maxima lorsque la radiance est égale à la résistance ohmique; la moitié de l'énergie captée est alors utilisée, l'autre moitié est réfléchie par l'antenne.

Dans l'expression (4), pour être rigoureux, il est nécessaire de remplacer l par la hauteur efficace de l'antenne de réception, qui dépend de la forme géométrique et des caractéristiques du circuit de réception, celles-ci entraînant un genre de distribu-

tion du courant; on obtient l'expression de l'intensité à la base du circuit de réception :

$$I_{r\,\mathrm{eff}}^{\mathrm{ampères}} = 120\pi \frac{h_e h_r}{\lambda} \times \frac{1}{r} \frac{I_{e\,\mathrm{eff}}^{\mathrm{ampères}}}{R^{\mathrm{ohms}}}.$$

L'intensité à la réception est *proportionnelle* aux hauteurs effectives des antennes d'émission (h_e) et de réception (h_r) à l'intensité dans l'antenne d'émission $I_{e\,\mathrm{eff}}$; inversement proportionnelle à la longueur d'onde de la radiocommunication, à la distance des deux postes et à la résistance du circuit de réception; h_e, h_r, λ et r sont exprimés avec la même unité de longueur arbitraire. En réalité, le problème de la réception ne se pose pas ainsi; la puissance utile captée à la réception est toujours plus que suffisante, par suite de l'emploi d'amplificateurs étudiés plus loin; c'est la raison pour laquelle, à la réception, on peut utiliser des circuits fermés ou cadres; ce qu'il faut, c'est obtenir une intensité de signal plus forte que celle des parasites induits par des forces électromotrices nuisibles d'origine atmosphérique; le phénomène de la résonance permet déjà de réduire l'effet de ces parasites; malgré tout, il faut que l'intensité du champ électromagnétique utile l'emporte sur celle des parasites et d'autant plus que les appareils de réception sont moins adaptés à la séparation des signaux utiles des parasites; c'est le produit $\left(\frac{h_e I_e}{\lambda}\right)$ à l'émission qui doit avoir une valeur suffisante pour obtenir une réception bonne à tout instant. Nous reviendrons d'ailleurs sur cette question très importante des parasites.

TROISIÈME PARTIE

ETUDE DES APPAREILS D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION

INTRODUCTION

L'étude des appareils d'émission et de réception se divise en deux subdivisions :

Première subdivision :

Émission des ondes amorties.

Réception des ondes amorties.

Deuxième subdivision :

Émission des ondes entretenues.

Réception des ondes entretenues.

L'émission des ondes amorties se divise, elle-même, en deux chapitres [chapitre I et chapitre I (*suite*)] correspondant aux deux systèmes de charge.

Chapitre I. — Utilisation d'une source à courant alternatif pour la charge des condensateurs.

Chapitre I (*suite*). — Utilisation d'une source à f. é. m. constante pour la charge des condensateurs.

Le chapitre II s'occupe de la réception des ondes amorties. La deuxième subdivision comporte quatre chapitres; les trois premiers traitent des divers systèmes de production des ondes entretenues.

Chapitre III. — Lampes à trois électrodes; diverses applications.

Chapitre III (*suite 1*). — Production d'ondes entretenues au moyen de l'arc H.F.

Chapitre III (*suite 2*). — Production d'ondes entretenues au moyen de l'alternateur H.F.

Chapitre IV. — Réception des ondes entretenues.

Nous terminerons cette troisième partie par trois chapitres :

Chapitre V. — Emploi des cadres pour la réception. Radiogoniométrie.

Chapitre VI. — Radiotéléphonie.

Chapitre VII. — Propagation des ondes électromagnétiques à la surface de la terre. Perturbations parasites.

ÉMISSION DES ONDES AMORTIES

CHAPITRE I

UTILISATION D'UNE SOURCE A COURANT ALTERNATIF POUR LA CHARGE DES CONDENSATEURS

I. — GÉNÉRALITÉS SUR LES POSTES D'ÉMISSION D'ONDES AMORTIES

Quel que soit le poste d'émission d'ondes amorties utilisé, on retrouve toujours les trois ensembles suivants :

1° Système de charge;
2° Circuit oscillant de décharge;
3° Circuit rayonnant ou circuit ouvert.

On doit, en effet, être à même :

1° De charger un grand nombre de fois par seconde le condensateur d'un circuit oscillant;

2° De décharger ce condensateur dans le circuit oscillant;

3° De rayonner une énergie suffisante pour communiquer avec un correspondant éloigné.

La suite des opérations obtenues dans les transformations de l'énergie électrique continue ou à B. F. en énergie haute fréquence, peut être schématisée de la manière suivante :

Circuit de charge. — 1re *opération* : en appuyant sur I_1 (fig. 110), on charge le condensateur C; le circuit comprenant

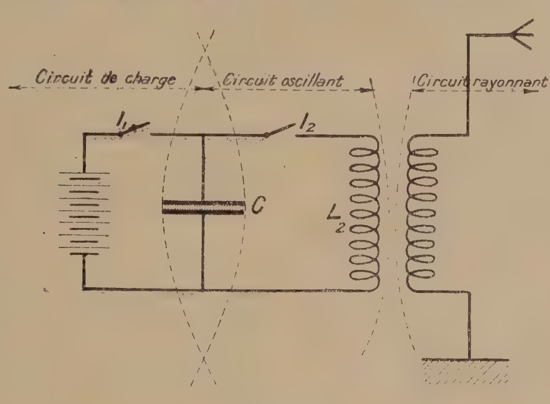


Fig. 110.

la source de charge, le condensateur C et l'interrupteur I_1 s'appelle le *circuit de charge*.

2e *opération* : le condensateur C est déchargé dans le *circuit oscillant* dont la période d'oscillation est $T = 2\pi\sqrt{CL}$.

3e *opération* : le circuit ouvert, de même période T que le circuit oscillant et couplé avec le circuit oscillant, étant parcouru par des courants de haute fréquence, rayonne une énergie dont une partie infime, captée au poste récepteur, suffit pour percevoir les signaux du poste d'émission.

On se rend compte de la nécessité d'utiliser une source de charge haute tension afin d'emmagasiner dans une capacité forcément restreinte une énergie suffisante; au début de la T. S. F., il paraissait difficile d'utiliser directement une source à courant continu de haute tension; aussi, ne pouvant transformer au moyen d'un appareil statique les caractéristiques d'une énergie électrique continue, la première idée qui vint à l'esprit fut de transformer le courant continu en courant vibré variable dont on pouvait élever, au moyen d'une bobine, la tension. De là à employer le courant alternatif, il n'y avait qu'un pas vite franchi. Nous pouvons étudier trois modes

d'émission d'ondes amorties, classés suivant que l'on utilise pour la charge : une f. é. m. alternative, une f. é. m. continue à basse tension ou une f. é. m. continue à haute tension.

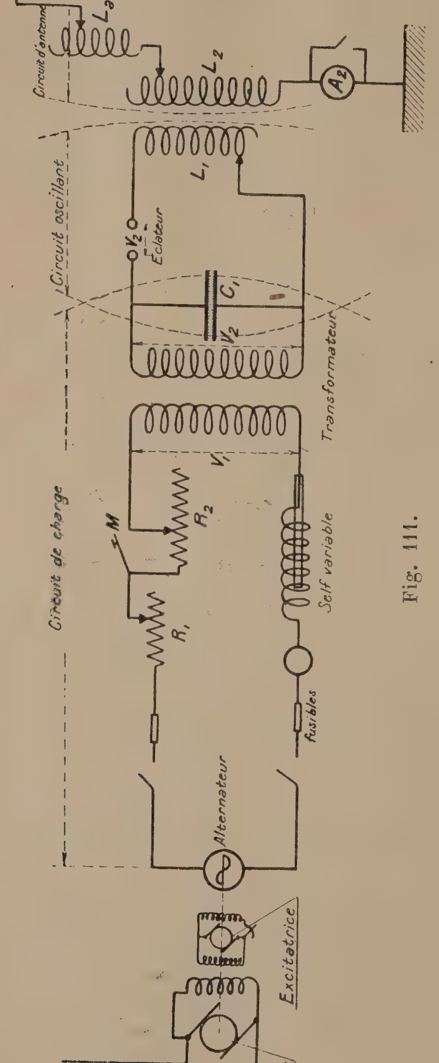


Fig. 111.

En définitive, ce chapitre comprend trois parties :

1° Émission d'ondes amorties : la charge étant faite au moyen d'une source à f. é. m. alternative;

2° Émission d'ondes amorties : la charge étant faite au moyen d'une source à f. é. m. continue basse tension;

3° Emission d'ondes amorties : la charge étant faite au moyen d'une source à f. é. m. continue haute tension.

II. — EMPLOI D'UNE SOURCE A COURANT ALTERNATIF POUR LA CHARGE DES CONDENSATEURS

1° Description générale et théorie succincte d'un poste d'émission à ondes amorties dont la source de charge est à f. é. m. alternative. — La figure 111 nous donne un schéma de principe d'un tel poste. On y distingue :

1° *Le circuit de charge* comprenant la source à courant alternatif à basse tension constituée généralement par un alternateur E entraîné par un moteur à vitesse constante. Vu la grande facilité d'élever la tension du courant alternatif au moyen d'un transformateur T, le problème de la charge de la capacité par une source à haute tension, se trouve facilement résolu.

Sur ce circuit de charge, on remarque : une résistance R_1 en

série, une résistance R_2 réglable que l'on peut court-circuiter au moyen du manipulateur M et enfin un ampèremètre A.

2° *Le circuit de décharge ou circuit oscillant* comprenant le condensateur C_1, la self L_1 et l'interrupteur très rapide constitué par un organe spécial appelé *éclateur* que nous regarderons pour l'instant comme formé par deux boules métalliques en regard l'une de l'autre. La période propre du circuit oscillant est

$$T = 2\pi\sqrt{CL}.$$

3° *Le circuit rayonnant ou antenne* comprenant une self L_2 couplée avec L_1, une self L_a permettant de régler le circuit d'antenne de telle façon que sa période propre soit égale à celle du circuit oscillant.

Voici comment on peut expliquer d'une manière un peu simple le fonctionnement d'un semblable poste. La différence

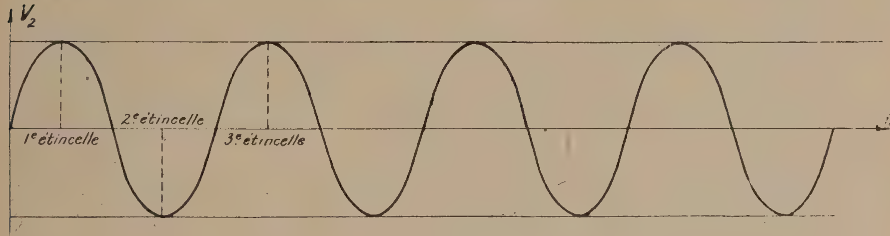


Fig. 112.

de potentiel V_1 aux bornes du primaire est une quantité qui varie d'une manière sinusoïdale; il en est de même de V_2 (fig. 112) qui représente à tout instant la différence de potentiel entre bornes du condensateur et par conséquent entre les deux boules de l'éclateur reliées à ces armatures.

Supposons d'abord les deux électrodes de l'éclateur très éloignées l'une de l'autre; alors V_2 n'atteint jamais une valeur suffisante pour qu'une étincelle éclate; rapprochons les deux boules de telle façon que leur distance soit telle que lors du maximum de V_2 l'étincelle puisse éclater; à ce moment C_1 se décharge dans le circuit oscillant à travers l'étincelle, l'alternateur est pendant le temps de cette décharge négligeable par rapport à la période de sa f. é. m. mis en court-circuit à travers l'étincelle; la décharge dure jusqu'à ce que la différence de potentiel aux bornes de l'éclateur ait atteint une faible valeur; alors, l'étincelle s'éteint, le temps de charge de C_1 n'étant pas négligeable et V_2 diminuant, l'étincelle suivante se produit à la prochaine alternance; il s'ensuit que si la f. é. m. de l'alternateur a une période de 500 par seconde, le nombre de décharge (1 par alternance) sera de $2 \times 500 = 1\,000$ par seconde. Nous sommes ramenés, en ce qui concerne les phéno-

mènes qui se passent dans le circuit oscillant et l'antenne, à une question déjà étudiée en radiotechnique[1].

D'une façon plus générale, si V_m est la valeur maxima de V_2, si N est la fréquence de l'alternateur, C_1 la capacité du condensateur, l'énergie fournie par l'alternateur pour chaque charge est $\frac{1}{2}C_1V_m^2$; cette énergie se dissipe dans les résistances des circuits oscillant et d'antenne ainsi qu'il a été indiqué dans la deuxième partie.

Pour 2N décharges par seconde, l'alternateur fournit une puissance

$$2N \times \frac{1}{2} C_1 V_m^2 = NC_1V_m^2.$$

Une chose qu'il est bon de noter est l'indépendance qui règne jusqu'à un certain point entre les phénomènes de charge et de décharge; au début, la tension V_2 augmentant, l'alternateur charge le condensateur, tout se passe comme si le circuit oscillant n'existait pas; brusquement l'étincelle éclate, la décharge se produit, en un temps très court; tout se passe, jusqu'à un certain point, comme si le circuit de charge n'existait pas.

Nous nous proposons maintenant d'étudier d'une façon plus détaillée les différents points suivants :

1° Théorie plus complète du phénomène de charge ou de décharge, résonance primaire;

2° Description des différents appareils du poste d'émission; nous passerons en revue les diverses parties suivantes :

Circuit de charge :

a) Sources initiales d'énergie;
b) Moteur d'entraînement de l'alternateur, alternateur;
c) Diverses protections contre les surtensions et les surintensités;
d) Self, rhéostats, transformateur;
e) Divers systèmes de manipulation.

Circuit oscillant :

f) Capacité;
g) Self;
h) Éclateur.

Circuit de l'antenne :

i) Antenne;
j) Self d'antenne;
k) Prise de terre.

1° Théorie plus complète de la charge et décharge des condensateurs. — En réalité, il se produit un phénomène analogue à

1. Pages 68 et suiv.

celui de l'établissement d'un courant dans un circuit comprenant une f. é. m. constante, une résistance et une self, et où l'intensité n'atteint pas instantanément sa valeur $i = \frac{E}{R}$ (1[re] partie, p. 25).

De même (fig. 113) si dans un circuit comprenant un alternateur, une self, une résistance et une capacité en série, on ferme l'interrupteur I, le courant alternatif n'atteint pas immédiatement son amplitude maxima

$$I_m = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}.$$

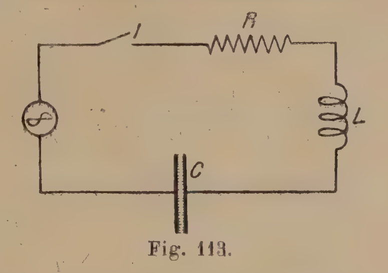


Fig. 113.

Cette amplitude croît en oscillant jusqu'à atteindre, au bout d'un temps relativement court, sa valeur constante I_m (fig. 114); l'établissement du régime permanent dure un certain temps. L'amplitude de la différence de potentiel aux bornes du condensateur, qui constitue ce qui nous intéresse spécialement, croît d'une manière analogue en oscillant.

Nous étudierons successivement les divers points suivants :

1° *Régime permanent, Résonance primaire, ses avantages.*

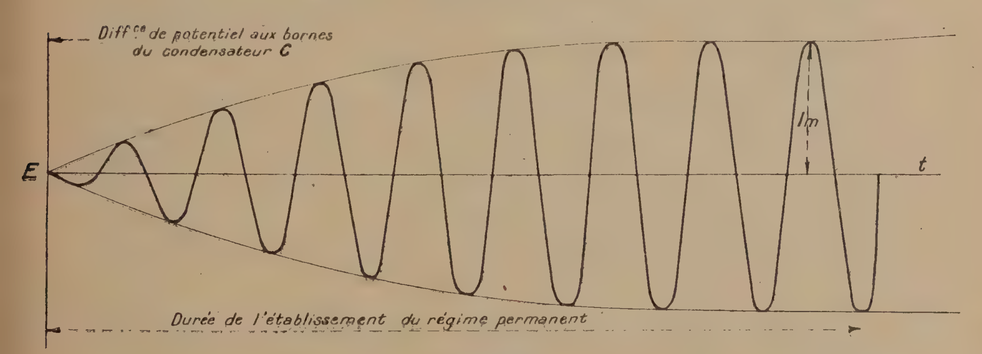


Fig. 114.

2° *Régime variable ou étude de l'établissement de la différence de potentiel aux bornes des condensateurs dans le cas où la condition de résonance est réalisée.*

Régime permanent. Résonance primaire, ses avantages. — L'intensité maxima du régime permanent dans le cas de la résonance est

(1) $$I_m = \frac{E_m}{R}$$ [Voir II[e] partie, p. 36].

A ce moment, l'amplitude de la différence de potentiel V aux bornes du condensateur atteint la valeur V_m telle que :

$$(2) \qquad I_m = CV_m\omega = \frac{E_m}{R}$$
$$V_m = \frac{E_m}{CR\omega}.$$

On voit que le condensateur peut être chargé à une différence de potentiel V_m beaucoup plus forte que la f. é. m. de l'alternateur si le coefficient $\frac{1}{CR\omega}$, appelé *facteur de surtension*, est supérieur à 1. Généralement ce rapport est compris entre 3 et 10. Théoriquement, I_m et V_m pourraient atteindre des valeurs infinies si la résistance R devenait négligeable et l'on pourrait craindre alors des tensions et des intensités dangereuses. En réalité de nombreuses raisons viennent s'opposer à une augmentation trop forte de ces facteurs :

1° Si l'intensité venait à augmenter dans de fortes proportions, la charge de l'alternateur, et par suite du moteur, occasionnerait une variation de vitesse entraînant une variation de ω détruisant par suite la condition de résonance $LC\omega^2 = 1$; l'intensité serait automatiquement réglée ;

2° D'autre part, la bobine de self du circuit primaire possède une self constante tant que la perméabilité de son noyau de fer conserve la même valeur; l'intensité devenant forte, la saturation du fer entraîne une diminution du coefficient L et la destruction de la condition de résonance $LC\omega^2 = 1$ (L et ω diminuent généralement simultanément);

3° Enfin, des fusibles sont placés en *f* et sur la canalisation d'alimentation du moteur continu : une surintensité dans le circuit de charge entraîne une surintensité dans l'induit du moteur.

Les *avantages de la résonance* sont donc :

1° Possibilité de charger les condensateurs à une différence de potentiel pouvant être bien supérieure à la f. é. m. de l'alternateur.

2° Facteur de puissance égal à l'unité. Puissance fournie par l'alternateur maxima :

$$W = RI^2_{eff} = R \times \left(\frac{E}{\sqrt{2}R}\right)^2 = \frac{E^2}{2R};$$

3° Suppression de bruits parasites, etc.

Rappelons un résultat déjà indiqué en radiotechnique; au moment de la résonance, la période de l'alternateur est égale à la période $2\pi\sqrt{CL}$ *du circuit de charge* sur lequel il débite.

Emploi d'un transformateur. — Même en utilisant les propriétés de la résonance, il serait difficile d'obtenir directement une tension suffisante pour la charge de la capacité. Aussi, on

utilise un transformateur (fig. 115) élévateur de tension à circuit magnétique fermé et que l'on peut considérer comme sans fuites.

La condition de résonance devient :

$LCa^2\omega^2 = 1$, où a représente le rapport de transformation; la tension aux bornes du condensateur situé sur le secondaire est alors :

$$V_2 = \frac{E}{RCa\omega}.$$

Cette expression de V_2 pourrait faire croire à un désavantage du transformateur, a étant au dénominateur ; en réalité la valeur de R qui intervient dans l'expression de V_2 est à peu près a^2 fois plus petite que celle du même facteur dans la formule (2) ; l'adjonction d'un transformateur permet d'établir la résonance avec une self a fois plus petite, donc une résistance réduite dans le même rapport. En définitive, l'emploi d'un transformateur multiplie par a la tension de charge de la capacité. L'établissement de la résonance et l'emploi d'un transformateur résolvent la question de la charge d'un condensateur à un fort potentiel.

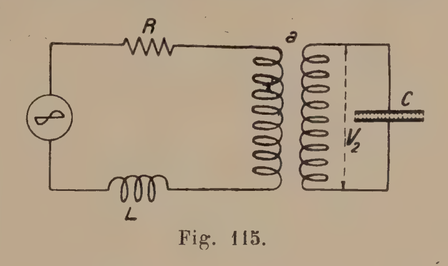


Fig. 115.

Régime variable ou étude de l'établissement de la différence de potentiel aux bornes des condensateurs dans le cas où la condition de résonance est réalisée. — Nous venons d'étudier le régime permanent; supposant la *condition de résonance établie*, nous allons examiner comment s'établit la différence de potentiel aux bornes du condensateur C. L'amplitude de la différence de potentiel aux bornes de condensateur ne passe pas instantanément de la valeur 0 à la valeur $\frac{E}{RCa\omega}$ lorsqu'on ferme le circuit de l'alternateur; cette amplitude partant de la valeur 0 croît progressivement pour atteindre, au bout d'un temps d'autant plus grand que la constante de temps du circuit de charge est grande, sa valeur définitive $\frac{E_m}{RCa\omega}$. La figure 116 nous indique cette variation de V_2; c'est une quantité oscillante dont la période d'oscillation est : $T = 2\pi\sqrt{CL}$, C *et* L *étant capacité et self du circuit de charge*, dont l'amplitude croît de 0 pour atteindre bientôt sa valeur normale $V_2 = \frac{E}{RCa\omega}$. Nous avons représenté au-dessus la f. é. m. de l'alternateur.

La figure montre qu'il a fallu quatre périodes complètes avant

d'atteindre une tension de 875 volts. Si la distance des éclateurs est réglée pour cette différence de potentiel, l'étincelle va jaillir et la différence de potentiel V_2 va décroître en oscillant très rapidement avec la fréquence $T_1 = 2\pi\sqrt{CL_1}$, L_1 étant la self du circuit oscillant, le temps t_2 de la décharge, $\frac{1}{10\,000}$ de seconde par exemple, est d'ailleurs négligeable vis-à-vis de la période

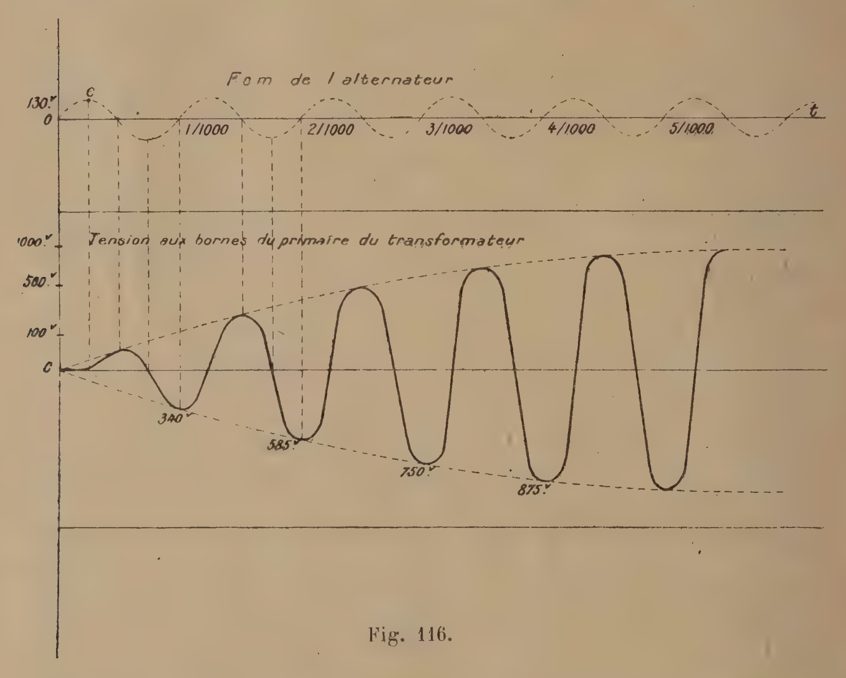


Fig. 116.

de l'alternateur. Après l'extinction de l'étincelle, la différence de potentiel se rétablit comme précédemment jusqu'à nouvelle étincelle, etc. Si t_1 est la durée de charge du condensateur, la durée de décharge étant négligeable, le nombre d'étincelles produites par seconde est : $f = \frac{1}{t_1}$; cette fréquence d'étincelle est variable :

1° Avec les éléments du circuit de charge L, R, C_1, Ta;

2° Avec la vitesse et la f. é. m. (autrement dit l'excitation) de l'alternateur;

3° Avec la tension disruptive.

Cette tension disruptive est elle-même très variable et fonction principalement de la distance et de la forme des électrodes, de leur nature, du diélectrique interposé, de la température, etc.

Si f est inférieur à 100 par seconde, l'oreille peut séparer les

diverses étincelles et l'on entend un bruit roulant; on dit que l'on a une *étincelle rare ou ronflée*.

Si f atteint une valeur suffisante (1 000 par seconde, par exemple), l'oreille perçoit un son dont l'acuité augmente avec f — *l'étincelle est dite musicale*.

Pour avoir une grande pureté de son, il serait nécessaire que le temps qui sépare deux décharges consécutives soit rigoureusement constant; théoriquement, il n'en est pas ainsi, par suite de la non identité de valeur de la f. é. m. de l'alternateur au début de chaque charge; les courbes d'établissement de V_2 ne sont pas identiques et le temps t_1 n'est pas rigoureusement constant.

Cependant, il est expérimentalement possible de trouver certains réglages de la distance explosive et de la f. é. m. de l'alternateur, tels que la note soit relativement pure : il existe alors un rapport simple entre la fréquence de l'étincelle et celle de l'alternateur.

Par exemple, avec un alternateur de 1 000 périodes, il est possible d'obtenir des sons purs correspondant aux fréquences 2 000 (1 étincelle par alternance), 1 000, 666, 500, 400, 333, etc., soit :

$$2N, \frac{2N}{2}, \frac{2N}{3}, \frac{2N}{4}, \text{etc.},$$

N étant la fréquence de l'alternateur. La pureté du son varie, comme nous le verrons plus loin, avec le type d'éclateur utilisé.

Deux moyens permettent de faire varier la fréquence N d'étincelles :

1° Le premier consiste à donner différentes valeurs à la distance des éclateurs : écarter les deux électrodes revient à augmenter le temps nécessaire à l'établissement de la différence de potentiel nécessaire à l'étincelle; l'étincelle devient plus rare, mais l'énergie emmagasinée pour chacune d'elles est plus forte; l'énergie mise en jeu $\frac{1}{2} N \times CV_2^2$ reste sensiblement constante, N diminuant, mais V_2^2 augmentant.

2° Le deuxième consiste à ne pas toucher aux électrodes et, par conséquent, à maintenir fixe le potentiel nécessaire à l'étincelle, mais à augmenter par exemple la f. é. m. (autrement dit l'excitation) de l'alternateur; le temps demandé pour obtenir le potentiel disruptif diminue : la fréquence des étincelles augmente et l'énergie mise en jeu par chacune d'elles restant constante, la puissance de l'émission augmente $W = \frac{1}{2} NCV_2^2$; V_2^2 fixé, N augmente, donc W augmente. L'étude de la réception des ondes amorties nous montrera l'importance d'avoir une étincelle musicale pure.

Tels sont les principaux phénomènes qui se produisent lors de la charge et de la décharge du condensateur.

Nous allons maintenant aborder la description détaillée des différents organes d'un poste d'émission d'ondes amorties.

2° **Description des divers organes d'un poste d'émission d'ondes amorties.** *a*) **Sources initiales d'énergie.** — L'énergie initiale est constituée soit par une distribution de courant alternatif, soit par une source locale (groupe électrogène par exemple). Quelle que soit cette source, on cherche à obtenir généralement une énergie électrique sous forme de courant continu; une batterie d'accumulateurs est d'habitude utilisée à cet effet; on trouve alors soit l'un, soit l'autre des deux ensembles suivants :

1° *Distribution à courant alternatif.* — Transformateur abaisseur-moteur asynchrone entraînant une génératrice à courant continu qui charge une batterie d'accumulateurs de forte capacité (350 ampères-heure par exemple). Le moteur shunt d'entraînement de l'alternateur puise sur cette batterie.

Parfois le moteur d'entraînement de l'alternateur est directement branché après le transformateur; on utilise un moteur asynchrone dont la vitesse se maintient suffisamment constante.

2° *Source locale.* — Deux groupes électrogènes, l'un servant de secours à l'autre, constitués chacun par un moteur à essence entraînant une dynamo à courant continu, chargeant une batterie d'accumulateurs.

D'une façon générale, dans un poste d'émission, on doit toujours trouver une source normale et une source de secours.

b) **Moteur d'entraînement. Alternateur.** — Le moteur d'entraînement doit posséder une vitesse indépendante de la charge; sinon, la condition de résonance serait détruite lorsqu'on appuie sur le manipulateur. On utilise en général un moteur shunt ou un moteur asynchrone.

L'alternateur doit avoir une fréquence relativement forte (1 000 par exemple) afin d'obtenir une étincelle musicale. Les alternateurs de fréquence industrielle 42 ou 50 conduisent à des *émissions ronflées* et ne sont utilisés que dans des cas très rares où l'on veut puiser l'énergie de charge directement sur un secteur sans transformation intermédiaire.

La fréquence des alternateurs généralement utilisés étant relativement forte, le nombre de pôles est grand et ceux-ci très rapprochés les uns des autres donnent naissance à une self de fuites importante, qui limite en cas d'accident l'intensité de court-circuit.

c) **Divers dispositifs de protection contre les surtensions, les surintensités et les retours de haute fréquence.** — On retrouve sur la ligne d'alimentation du moteur d'entraînement de l'alter-

nateur l'appareillage normalement employé pour les diverses protections :

Parafoudres contre les surtensions;

Disjoncteur ou coupe-circuit contre les surintensités.

Ces organes existent aussi sur le circuit de débit de l'alternateur protégé par des fusibles *f*.

En dehors de ces moyens, on utilise dans tout poste d'émission d'ondes amorties, divers artifices permettant de protéger les circuits de charge et d'alimentation contre les *retours de haute fréquence*. On se base sur les propriétés connues des selfs et des capacités; les premières s'opposent d'autant plus au passage d'un courant que la fréquence est plus élevée, les autres présentent des propriétés inverses; on se sert aussi parfois de la propriété déjà énoncée en radiotechnique qui consiste pour des courants de haute fréquence, à négliger jusqu'à un certain point une résistance par rapport à une self.

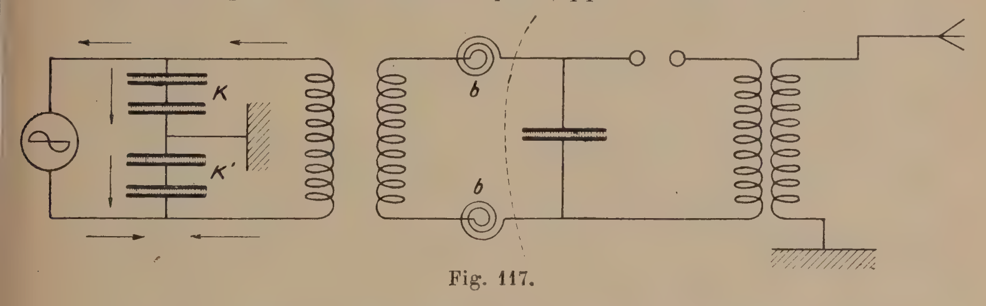


Fig. 117.

Si nous revenons au schéma d'un poste d'émission à ondes amorties (fig. 117), nous voyons que le circuit de charge est parcouru par un courant de période 1 000 environ; le circuit oscillant est le siège de courants de haute fréquence, de fréquence 100 000 par exemple. Il s'agit de permettre le passage du courant à 1 000 périodes pour la charge du condensateur et de supprimer tout retour du courant de haute fréquence vers l'alternateur. A cet effet, un premier barrage constitué par deux selfs appelées *bobines de choc* (fig. 117, *b*) empêche le passage de la haute fréquence vers l'alternateur et laisse passer le courant de charge par suite de la faible réactance Lω pour la fréquence de 1 000. Supposons ce système insuffisant et que des courants de haute fréquence aient traversé le transformateur; il s'agit de protéger l'alternateur : or, ce dernier présente déjà une self notable et il suffit d'ouvrir un passage en dérivation aux bornes de l'alternateur par l'intermédiaire de capacités K, K' pour obtenir le but recherché; ces capacités K, K' suffisantes pour écouler la haute fréquence ne présentent qu'une voie très restreinte au passage du courant de fréquence 1 000. On dispose le milieu des capacités en communication avec la terre.

Parfois, on se contente de résistances en dérivation (fig. 118) avec milieu à la terre; la haute fréquence passe à travers cette résistance plutôt qu'à travers la self de l'alternateur.

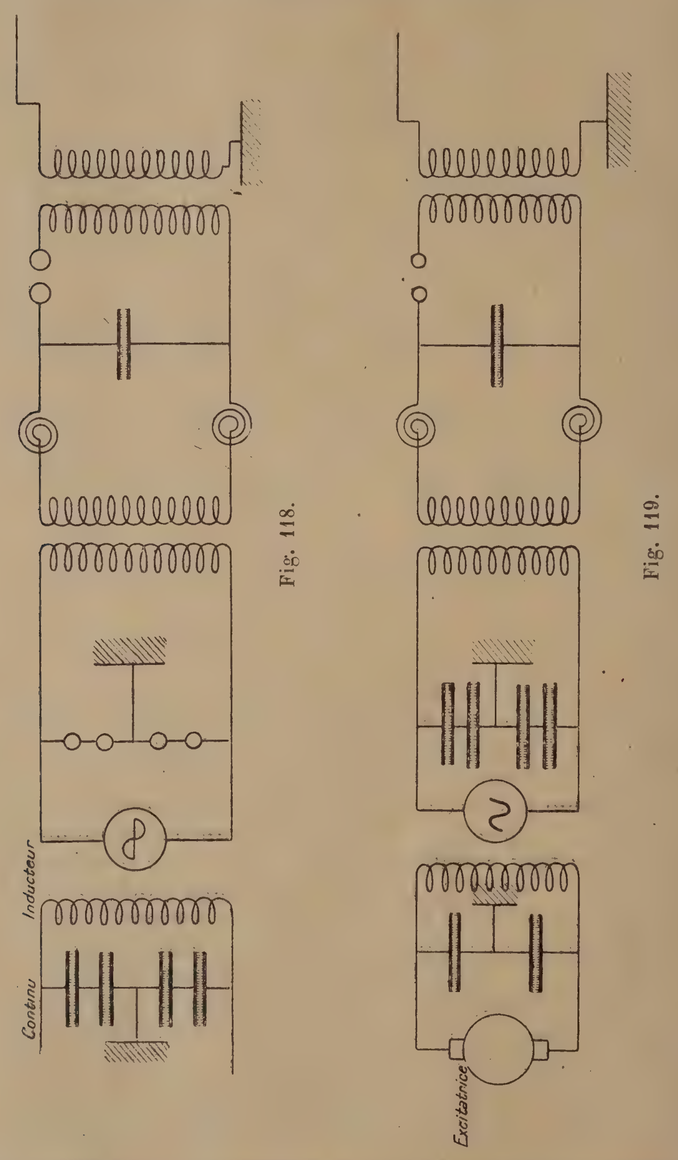


Fig. 118.

Fig. 119.

Les résistances sont constituées par des lampes de 200° par exemple. Les capacités de protection ont en général une valeur de deux microfarads.

Les bobines de choc ont généralement la forme de bobines plates.

Enfin, il se peut que la haute fréquence ait réussi à traverser en partie le transformateur et l'induit de l'alternateur : cet induit étant couplé avec l'inducteur, il y a naissance dans ce dernier circuit d'un courant de H. F. dont on diminue les effets en disposant des condensateurs avec milieu à la terre ; les courants perturbateurs se ferment par cette voie ouverte au lieu d'aller vagabonder dans la distribution du courant d'excitation : en particulier, on protège ainsi pour les fortes puissances l'excitatrice de l'alternateur entraînée en bout d'arbre (fig. 119).

L'isolement de l'alternateur doit être largement prévu en tenant compte de la surtension qui peut se produire aussi bien aux bornes de la self primaire qu'à celles du primaire du transformateur et se répartit entre la self de l'alternateur et la self réglable en proportion de leurs valeurs.

Levier émission réception. — Dans un grand nombre d'installations (bateaux, postes côtiers) la même antenne sert pour l'émission et la réception ; afin de séparer complètement de l'antenne le dispositif d'émission au moment d'une écoute et d'éviter la production d'étincelles très dangereuses pour les circuits délicats de réception, on fait passer le courant d'excitation de l'alternateur par une coupure ouverte pendant la réception et fermée pendant l'émission. Cette manœuvre s'obtient par le mouvement du commutateur : Émission réception.

d) **Self. Rhéostats. Transformateur.** — *Self de réglage de la résonance.* — Établir la résonance consiste à réaliser la condition : $CL\, a^2\omega^2 = 1$. En général la capacité est fixée, a varie d'une façon discontinue, enfin la vitesse du moteur varie aussi d'une façon discontinue, puisque le rhéostat d'excitation est à plots : il ne reste que la self sur laquelle on puisse agir d'une manière continue ; or, L comporte une partie fixe et une petite partie variable l qui permet un réglage précis de la résonance. Cette valeur de l doit être assez faible car une forte self entraîne une forte résistance et par suite un faible facteur de surtension $\dfrac{1}{RCa^2\omega^2}$.

Cette self est constituée par une bobine à noyau de fer variable ; ce noyau doit être feuilleté, si l'on veut diminuer les pertes importantes avec la fréquence de 1 000 ; sa section doit être suffisante pour qu'à tout instant on se trouve éloigné de la saturation qui entraîne une variation du coefficient de self-induction et la destruction de la condition de résonance.

Rhéostat. — Deux rhéostats R_1 en série et R_2 en dérivation sur le manipulateur sont disposés sur le circuit de charge ; traversés par le courant élevé obtenu à la résonance, ils doivent

être dimensionnés de manière à ne pas atteindre un échauffement exagéré.

Autant que possible, ils doivent être dénués de self, sinon en les faisant varier on supprimerait la condition de résonance, d'autre part, si R_2 possédait une self notable, il y aurait production d'étincelles au manipulateur.

Transformateurs. — Le transformateur est du type industriel sans fuites, calculé pour la fréquence de l'alternateur, pour les intensités et les tensions supportées en régime normal.

De préférence isolé à l'huile, il comporte plusieurs prises au secondaire correspondant à différents rapports de transformation. Il est ainsi possible d'établir la résonance pour diverses valeurs de la capacité.

e) **Divers systèmes de manipulation.** — La plupart du temps, surtout pour les faibles puissances, la manipulation s'effectue sur la basse tension.

Avant de nous occuper des appareils utilisés, nous examinerons les différentes méthodes employées.

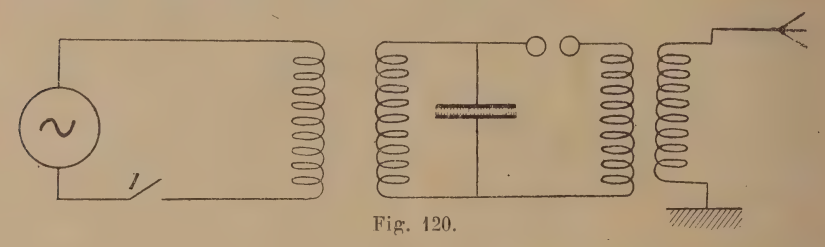


Fig. 120.

La première qui vient à l'esprit (fig. 120) consiste à couper directement le courant d'alimentation au moyen d'un interrupteur I, mis en mouvement suivant la cadence Morse ; en réalité, les variations considérables de charge entraîneraient des chocs considérables pour les machines et particulièrement pour le moteur et des variations de vitesse ; d'autre part, à toute rupture, l'énergie emmagasinée dans la self totale du circuit entraînerait la formation d'étincelles de rupture considérables.

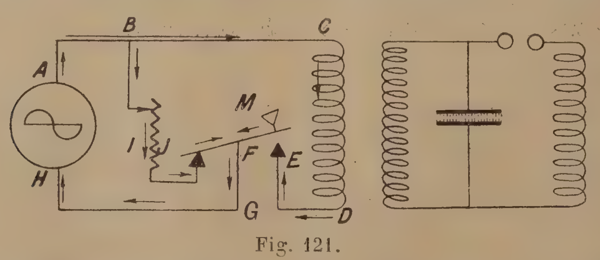


Fig. 121.

Emploi d'un circuit de compensation (fig. 121). — En appuyant sur le manipulateur M, le courant de l'alternateur se ferme par

la voie ABCDEFGH. Le manipulateur étant levé, le courant se ferme par le circuit de compensation ABIJFGH. En réglant la résistance de compensation, on peut supprimer les variations de charge; mais, par contre, les étincelles de rupture se produisent aux deux contacts E et J, les unes mettant en jeu l'énergie emmagasinée dans le premier des circuits, les autres (en J), l'énergie accumulée dans le circuit ABIJFGHA et surtout dans la self de l'alternateur.

Emploi d'un rhéostat shunt R_2 (fig. 122). — Le fait de court-circuiter la résistance R_2 entraîne une augmentation du courant et par suite de la tension aux bornes du condensateur: l'étincelle peut alors éclater; le manipulateur étant levé, la tension n'est plus suffisante.

Les variations de charge sont relativement très faibles; il uffit de régler convenablement R_2; enfin, il n'y a pas production

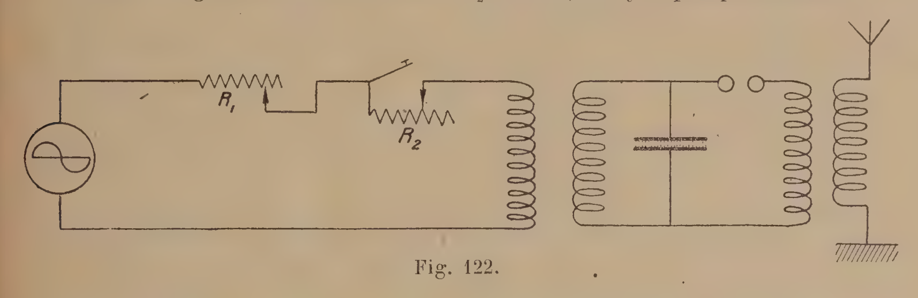


Fig. 122.

de forte étincelle de rupture, la résistance R_2 étant en dérivation sur les deux parties qui s'éloignent l'une de l'autre. Pratiquement, la variation d'intensité n'atteint que le $\frac{1}{10}$ de la valeur manipulateur abaissé.

Manipulation sur l'excitation de l'alternateur. — Ce procédé est extrêmement commode pour les postes de forte puissance. Il consiste à faire varier la f. é. m. de l'alternateur par diminution de son excitation. Le manipulateur M (fig. 123) étant abaissé, le courant d'excitation augmente, la f. é. m. aussi, la différence de potentiel aux bornes de l'éclateur devient suffisante pour que l'étincelle éclate. M étant levé, l'étincelle ne se produit plus.

L'alternateur doit répondre à deux conditions :

1° L'augmentation de f. é. m. lorsqu'on appuie sur M doit être suffisante : par conséquent, on doit travailler au-dessous de la saturation de la machine; si (fig. 124), en appuyant sur M, le courant d'excitation passe de i_0 à i_1, la variation de f. é. m. est sensiblement nulle; si, au contraire, ce courant passe de i'_0 à i'_1, la variation de f. é. m. est considérable.

2° La manipulation doit pouvoir se faire à grande vitesse: il

faut, par conséquent, que l'établissement du courant d'excitation se fasse très rapidement et que, par suite, la constante de temps $\frac{L}{R}$ de ce circuit soit suffisamment faible pour suivre la cadence de la manipulation.

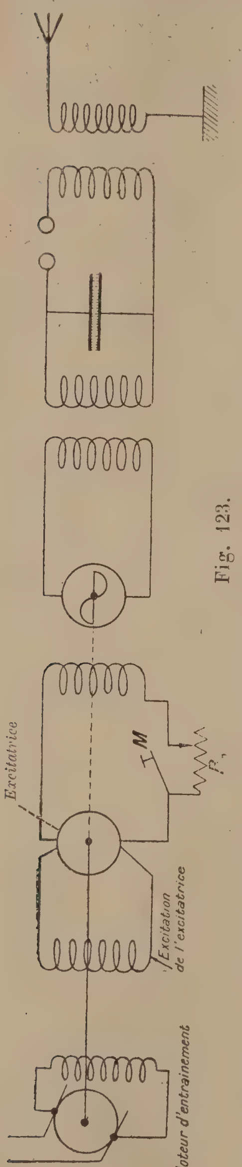


Fig. 123.

Manipulateurs. — Pour les faibles puissances, on utilise des manipulateurs Morse ordinaires; pour des puissances moyennes, on peut encore employer ce type d'appareil; mais les contacts doivent être soignés et dimensionnés pour supporter le passage d'un courant de forte intensité; la coupure peut avoir lieu à l'air libre ou dans une cuvette remplie d'alcool ou de pétrole. Ces manipulateurs présentent une certaine inertie et empêchent la possibilité d'une manipulation rapide. Aussi est-il préférable et même nécessaire pour les fortes puissances, de les commander électriquement à distance; ceci permet en outre de loger l'agent manipulant à l'abri de tous les bruits dus à l'éclateur.

Le circuit de commande comporte un manipulateur ordinaire (ou un appareil automatique) qui module télégraphiquement le courant de faible intensité qui actionne le manipulateur disposé soit sur l'excitation de l'alternateur, soit sur le circuit de charge basse ou haute tension.

Dans le cas où la coupure se fait sur la basse tension, on établit la rupture entre un jet de mercure de section relativement faible et une partie tournante en cuivre rouge; ainsi le point où se produit l'étincelle de rupture change à tout moment, et la forte masse de mercure en jeu en limite l'échauffement.

Actuellement, dans certains postes puissants (FL par exemple), on commande à distance la coupure sur la haute tension; un jet d'air empêche la formation d'un arc.

Etude du circuit oscillant. *f*) **Condensateurs.** — Nous ne reviendrons pas sur ce que nous avons déjà dit au début de ce cours. Les condensateurs à l'émission possèdent certaines propriétés; ils doivent être à même d'emmagasiner une forte énergie et par conséquent être susceptibles de résister à de fortes

différences de potentiel — donc leur diélectrique est solide (verre, ébonite, mica). L'énergie qu'ils dissipent par suite de leur hystérésis diélectrique ne doit pas atteindre une valeur trop forte; à ce point de vue, un diélectrique air donnerait d'excellents résultats, mais l'encombrement de tels condensateurs serait une véritable gêne — il est vrai que l'emploi d'air comprimé permet de réduire cet encombrement, la rigidité de l'air étant sensiblement proportionnelle à la pression.

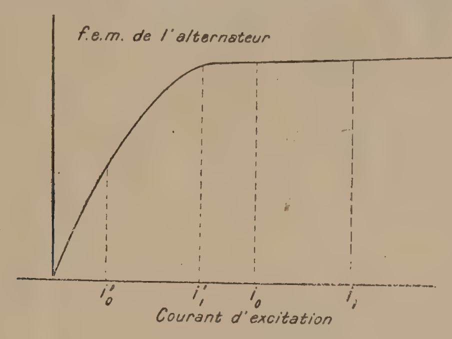


Fig. 124.

Deux chiffres permettent de caractériser une batterie de condensateurs à l'émission :

Capacité de la batterie.

Différence de potentiel maxima qu'elle peut supporter.

Les principaux types utilisés sont :

Condensateurs Dubilier (S. F. R.) : diélectrique, mica, paraffine pour les faibles puissances.

Condensateurs Mosciki : tube de verre relativement mince, plus épais vers le col où se produisent les effluves, argenté et cuivré électrolytiquement, enfermé dans une gaine de laiton remplie d'eau glycérinée.

Condensateurs Gaiffe : les plus employés actuellement; constitués par des armatures d'aluminium séparées par des plaques de cristal, le tout noyé dans de l'huile de pétrole, etc.

Les condensateurs peuvent être amenés à subir des surtensions supérieures à celles qu'ils sont en état de supporter, surtout si, pour une raison quelconque, les deux branches de l'éclateur ont été très éloignées l'une de l'autre; c'est pour cette raison que l'on dispose en dérivation un limiteur de tension qui constitue un deuxième éclateur dont la distance explosive est inférieure à celle qui correspond au potentiel dangereux pour la batterie (fig. 125).

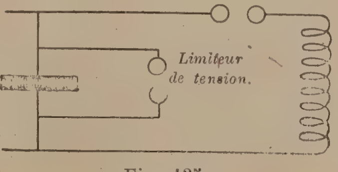


Fig. 125.

g) **Self du circuit oscillant et connexions.** — Les conducteurs de connexion et la self doivent présenter une résistance relativement faible si l'on ne veut pas obtenir de fort amortissement; dans ce but, on leur donne une section de forme particulière : rubans de cuivre ou fils câblés; leur état de propreté doit être soigneusement vérifié, les oxydes (rouille, vert-de-gris, etc.), plus résistants que le cuivre pouvant causer une augmentation de l'amortissement.

Les aspérités, coudes brusques, bavures, etc., causes d'effluves et par suite de dissipation d'énergie, sont autant que possible supprimés. Les selfs sont constituées soit par des rubans de cuivre, soit par des fils câblés, soit enfin par des tubes en forme d'hélice, souvent fendus le long d'une génératrice pour éviter les courants de Foucault.

Tout l'ensemble du circuit oscillant est sérieusement isolé; les connexions sont aussi courtes que possible.

h) **Éclateurs.** — *Conditions à remplir par un éclateur. — Divers types d'éclateurs, éclateurs fixes — éclateurs tournants synchrones et asynchrones.* — Comme nous l'avons indiqué en radiotechnique, l'éclateur constitue une sorte d'interrupteur extrê-

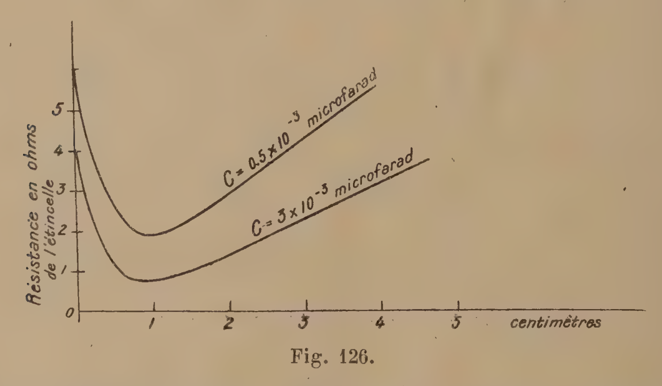


Fig. 126.

mement rapide; lorsque la différence de potentiel devient suffisante, la décharge se produit à travers l'étincelle; celle-ci constitue la plus grande partie de la résistance du circuit oscillant. Les courbes de Rempp (fig. 126) indiquent comment varie pour chaque capacité à charger la résistance de l'étincelle en fonction de la distance des électrodes; très forte pour de très faibles distances, elle diminue pour passer par un minimum pour une distance d'environ 3 mm.; au delà, elle augmente constamment. Ce résultat nous sera utile lorsque nous parlerons des éclateurs à impulsion.

La différence de potentiel nécessaire à la formation de l'étincelle est une quantité assez mal définie, dépendant de la forme des électrodes, du métal qui les constitue, de la nature du gaz

qui les sépare, de la température de ce gaz, de son état d'ionisation, etc.

Quel que soit le type d'éclateur utilisé, on cherche à obtenir les résultats suivants :

1° *Pas d'échauffement des électrodes.* — Obtenu par l'emploi de larges surfaces en métal bon conducteur de la chaleur (cuivre rouge); refroidissement par un courant d'air.

2° *Usure bien répartie.* — Forme spéciale de l'éclateur, possibilité de déplacer l'une des électrodes par rapport à l'autre, etc.

3° *Pas de formation d'arc.* — Électrodes mobiles, courant d'air qui chasse l'air électrisé par les décharges successives — métal spécial anti-arc (zinc) — dimensionnement des électrodes suivant la puissance de la décharge — forme de ces électrodes.

4° *Fréquence d'étincelle régulière*, particulièrement par l'emploi d'un éclateur tournant.

On peut classer les divers types d'éclateurs en deux catégories :

I. Éclateurs fixes.

II. Éclateurs tournants.

I. *Éclateurs fixes.* — Tous ces genres d'éclateurs possèdent théoriquement la propriété de permettre à l'étincelle de se produire pour la même différence de potentiel; ainsi l'énergie mise en jeu par chaque décharge $\left(\frac{1}{2}CV^2\right)$ reste constante.

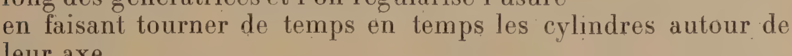


Fig. 127.

Les éclateurs primitifs étaient de simples boules de cuivre ou de laiton de quelques centimètres de diamètre. Dans la suite, on a utilisé des éclateurs de plus grande surface; deux cylindres à axes parallèles (fig. 127) en zinc, métal anti-arc : l'étincelle se déplace le long des génératrices et l'on régularise l'usure en faisant tourner de temps en temps les cylindres autour de leur axe.

Pour de fortes puissances, les cylindres sont animés d'un mouvement continu de rotation au moyen d'un moteur auxiliaire.

On a utilisé des éclateurs en cuivre rouge en forme *de tores parallèles — des éclateurs à coupelles, etc.*

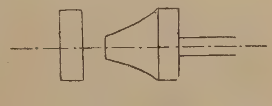


Fig. 128.

En dehors des éclateurs fixes symétriques, on rencontre souvent des éclateurs à électrodes dissymétriques; éclateurs *pointe plateau* (fig. 128), éclateur tube plateau (fig. 129); dans ce dernier, le tube sert de tuyère et est réuni à un ventilateur; le plateau en cuivre rouge peut être large ou étroit; le tube en laiton ou en argent s'use rapidement si la puissance est notable.

Dans le cas où le plateau est assez large, on peut le déplacer par rapport au tube et répartir ainsi l'usure sur toute sa surface.

Enfin dans le cas de fortes puissances l'une des électrodes est constituée par un tube épais en cuivre rouge servant de tuyère à un ventilateur puissant. L'autre électrode est formée d'un champignon de cuivre entraîné par un moteur (fig. 129). Le champignon est encastré et son mouvement est tel qu'il reste toujours parallèle à lui-même ; de cette façon, le point où éclate l'étincelle varie à tout instant et sur le pourtour du tube, et sur

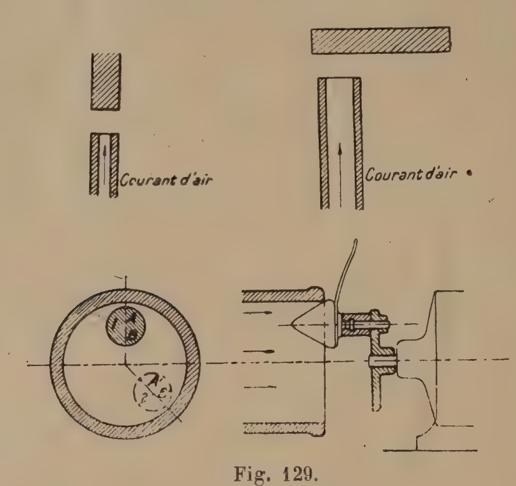


Fig. 129.

le champignon ; donc pas de formation d'arc, usure répartie et refroidissement sérieux.

II. *Éclateurs tournants.* — Les éclateurs de ce type sont caractérisés, comme nous le verrons, par une durée de charge constante. Ils possèdent les avantages importants suivants :

1° Refroidissement énergique produit par la ventilation.

2° Formation d'arc impossible.

3° Étincelles à intervalles réguliers, permettant d'obtenir un régime musical meilleur qu'avec un éclateur fixe.

Certains éclateurs tournants, dits *asynchrones* peu utilisés ne réalisent pas cette troisième condition.

Les éclateurs tournants sont de deux catégories :

Éclateurs tournants synchrones et asynchrones. — Les premiers tirent leur dénomination du fait que le mouvement de rotation de l'éclateur est lié invariablement au mouvement de l'alternateur. L'éclateur (fig. 130) calé sur l'arbre de l'alternateur est entraîné à la même vitesse de rotation ; il possède sur sa périphérie un certain nombre de dents et le calage est fait de telle sorte que l'une des dents *d* vient en face de l'électrode fixe *f* lorsque la différence de potentiel entre ces

deux électrodes est maxima. Le nombre de dents peut être égal au nombre de pôles de l'alternateur ou à une fraction $\frac{1}{2}-\frac{1}{3}-\frac{1}{4}-\frac{1}{6}$ de ce nombre; ainsi, l'étincelle jaillit soit à chaque alternance, soit toutes les 2, les 3, 4, 6 alternances. Le temps très court pendant lequel une dent *d* passe devant *f* est

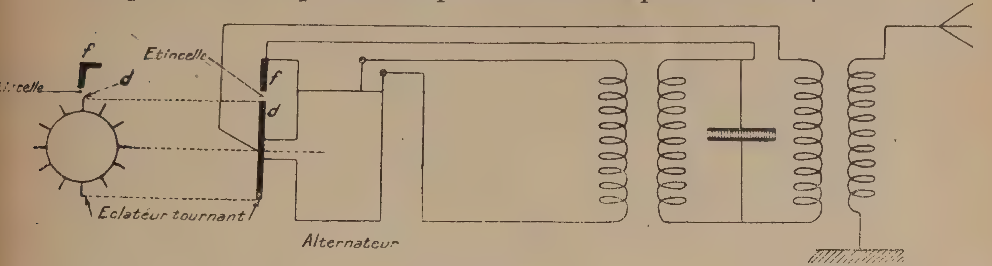


Fig. 130.

suffisant pour permettre la décharge oscillante du condensateur.

Dans les éclateurs tournants Marconi (fig. 131), l'étincelle se produit simultanément entre deux électrodes fixes et deux électrodes mobiles; une couronne conductrice en laiton porte un nombre pair d'électrodes en cuivre dur, diamétralement opposées; cette couronne est reliée par un plateau d'ébonite à un manchon métallique calé sur l'arbre de l'alternateur. Deux électrodes fixes A et B portées par le bâti de la machine sont reliées au circuit oscillant. L'étincelle éclate simultanément entre les deux électrodes fixes A et B et les deux électrodes mobiles qui passent devant elles; l'écart entre électrode mobile et électrode fixe est de 1 mm. : la longueur d'étincelle atteint donc 2 mm.

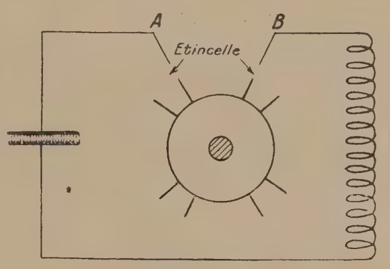


Fig. 131.

Éclateurs tournants asynchrones. — Ils sont utilisés lorsqu'on désire employer comme source de charge du courant alternatif de faible fréquence (42 ou 50 périodes par seconde), autrement dit, le courant d'un secteur ordinaire; il serait possible d'obtenir une fréquence musicale d'étincelle au moyen d'un éclateur fixe en rapprochant les électrodes, ce qui permettrait un certain nombre de décharges par alternance; mais de nombreuses raisons pratiques s'opposent à ce mode d'emploi : formation d'un arc, ratés, note mal soutenue, etc.

Aussi préfère-t-on utiliser un éclateur tournant, dont la vitesse de rotation est indépendante de celle de l'alternateur; un moteur spécial à vitesse variable entraîne l'éclateur; au

moment où une dent arrive en face de l'électrode fixe, si la différence de potentiel est suffisante, il se produit une étincelle; sinon la dent passe devant l'électrode fixe sans production d'une décharge. Pour préciser, portons en fonction du temps la différence de potentiel entre les deux électrodes (fig. 132); c'est une quantité sinusoïdale de forte période $\left(\frac{1}{42}\right.$ de seconde par exemple); représentons en t_0, t_1, t_2..., les temps également espacés de passage des dents de l'électrode mobile en face de l'électrode fixe; supposons que OA représente la différence de potentiel nécessaire à la production d'une étincelle; on voit qu'au temps t_0 une dent est en face de l'électrode fixe, mais la différence de potentiel $p_0\ p'_0$ est trop faible pour obtenir une

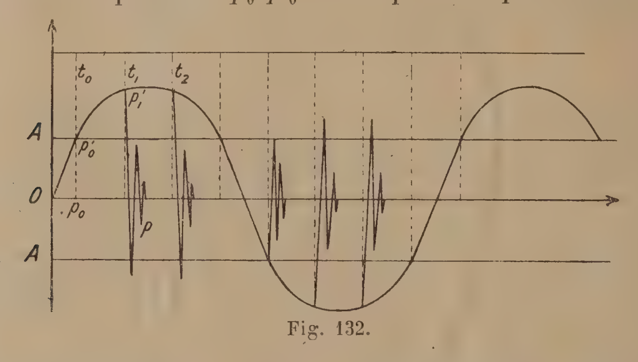


Fig. 132.

décharge; au temps t_1, une autre dent se présente et $p_1\ p'_1$ étant supérieur à OA, une étincelle se produit, etc.

On remarque en particulier que les décharges ne se suivent pas à intervalles réguliers; on obtient un bruit musical et non une note pure; la hauteur de ce bruit musical augmente avec la vitesse de rotation du moteur spécial d'entraînement de l'éclateur.

Nous reviendrons plus loin sur un type spécial d'éclateur à *étincelles fractionnées*.

i) **Circuit de l'antenne. — Couplage entre le circuit oscillant et l'antenne.** — L'antenne est l'organe qui sert à produire le rayonnement de l'énergie haute fréquence; cette faculté de rayonnement doit donc être développée au maximum.

Ainsi que nous l'avons indiqué en Radiotechnique, l'antenne est constituée par un circuit ouvert, couplé avec le circuit oscillant; elle comprend l'*antenne* à proprement parler, la *self d'antenne* et la *prise de terre*.

La liaison avec le circuit oscillant est constituée soit par un couplage Tesla (fig. 133), soit par un couplage Oudin (fig. 134).

Dans les deux cas, l'antenne se comporte comme un secondaire ayant une capacité C égale à celle du circuit fermé équivalent, une self égale à la somme de celle du circuit équi-

valent L, de la self d'antenne L_a et de la self L_2 de couplage; si M dans le couplage Tesla est le coefficient d'induction mutuelle des selfs L_1 et L_2, le coefficient d'accouplement a pour valeur dans le couplage en Tesla :

$$m = \frac{M}{\sqrt{L_1(L_2 + L_a + L)}}.$$

Dans le couplage Oudin, le coefficient M est égal à L_1 portion de self commune aux deux circuits et :

$$m = \frac{L_1}{\sqrt{L_1(L_2 + L_a + L)}}.$$

Le deuxième mode de couplage présente l'avantage de ne pas nécessiter l'isolement difficile à obtenir parfois dans le couplage Tesla entre les selfs L_1 et L_2.

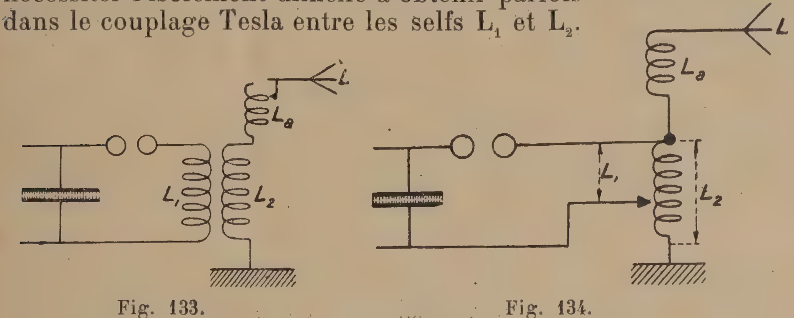


Fig. 133. Fig. 134.

j) **Étude électrique de l'antenne. Éléments caractéristiques : résistance totale. Résistance de rayonnement : rendement de l'antenne, hauteur effective.** — Ainsi que nous l'avons déjà vu, l'effet produit à distance par une antenne dépend [1] du quotient $\frac{h_{eff}\, I_{eff}}{\lambda}$,

où h_{eff} représente la hauteur effective,
I_{eff} l'intensité à la base,
λ la longueur d'onde de l'émission.

La longueur d'onde étant généralement fixée par d'autres raisons (voir chapitre sur « l'influence des parasites dans les radiocommunications »), c'est du produit (h_{eff} I) que dépend l'intensité de l'émission.

La valeur de h dépend des formes géométriques et de la répartition des courants, la valeur de I [2] du potentiel maximum que peut supporter le point le plus difficile à isoler (extrémité de l'antenne) et de la capacité de l'antenne.

(1) Pour une radiocommunication donnée.
(2) Cette valeur de I est la plus forte que l'on peut mettre dans l'antenne sans danger pour l'isolement.

Nous allons maintenant indiquer quelles sont les caractéristiques d'une antenne ; une antenne possède une longueur d'onde propre λ_0 [1] dont la valeur est environ le tiers de la *longueur d'onde de travail* ; autrement dit, si λ_0 a pour valeur 2 000 m., on intercale à la base une self suffisante pour que l'ensemble (antenne, self d'antenne) ait une longueur d'onde propre de $3 \times 2\,000 = 6\,000$ m. ; le circuit oscillant est réglé sur 6 000 m. ; les émissions ont lieu sur la longueur *d'onde de travail* de 6 000 m.

En période de travail normal, la répartition des courants et des tensions se fait suivant une certaine loi ; les pertes par effluves, dans la self d'antenne, à la prise de terre atteignent une certaine valeur ; c'est dans les conditions de travail que la hauteur effective doit être définie.

Dans ces mêmes conditions, les pertes totales dans l'antenne atteignent une certaine valeur W^{watts} mesurable ; la résistance est alors définie par :

$$R^{ohms} = \frac{W^{watts}}{I^{2\,amperes}}.$$

Cette résistance R se compose de deux termes : *la résistance utile de rayonnement* que l'on peut calculer si l'on connaît la hauteur effective, obtenue généralement par mesure directe,

$$R_r^{ohms} = 160\pi^2 \left(\frac{h^{eff}}{\lambda}\right)^2$$

la résistance ohmique, assez facile à calculer pour la longueur d'onde de travail si l'on connaît la répartition des courants, les formes géométriques et enfin la résistance qui correspond à toutes les pertes diverses (prise de terre, effluves, etc.).

Ce qu'il est utile de connaître, c'est le rapport de l'énergie émise à l'énergie dépensée en pure perte sous toutes formes :

Puissance utile : $R_r I^2$.

Puissance dissipée : $R_0 I^2$.

Puissance totale fournie par la source : $(R_2 + R_0)\, I^2$.

Rendement de l'antenne : $\dfrac{R_r}{R_r + R_0}$.

Ce rendement est généralement très faible [2] ; ceci provient surtout du fait qu'il est difficile de diminuer la résistance de la prise de terre, comprise dans R_0, au-dessous de 1 ohm.

Une définition extrêmement importante est aussi celle de la puissance d'un poste d'émission ; logiquement, ce devrait être la puissance rayonnée par ce poste ; cette puissance moyenne de rayonnement a pour valeur :

$$160\pi^2 \left(\frac{h^{eff}\, I}{\lambda}\right)^2 \text{ watts,}$$

(1) La longueur d'onde propre d'une antenne en nappe est égale à 5 fois environ la longueur totale d'un fil de la nappe (5 à 7 fois).

(2) 6 à 7 p. 100 environ.

h^{eff} et λ avec la même unité, le mètre, par exemple, I en ampères.

En réalité, la plupart du temps, on caractérise la puissance d'un poste par la puissance qu'il dissipe dans l'antenne sous forme utile et sous forme inutile :

$$P = (R_r + R_0) I^2.$$

Parfois aussi, afin de grossir la puissance d'un poste, on le caractérise par la puissance fournie par l'alternateur.

Capacité de l'antenne, son influence. — Étudions maintenant le rôle de la capacité de l'antenne ; supposons que dans un poste à éclateur fixe on augmente l'excitation de l'alternateur en maintenant sa vitesse constante ; d'après ce que nous avons vu, le nombre de décharges du condensateur augmente chacune d'elles mettant en jeu la même puissance ; de même, par conséquent, le potentiel à l'extrémité des brins d'antenne augmente jusqu'au moment où, devenant trop fort, des effluves se produisent, menaçant de détruire les isolateurs ; ainsi, pour une antenne donnée, ce qui limite le courant dans l'antenne, c'est la valeur maxima du potentiel que peut supporter l'extrémité de l'antenne ; si l'on considère deux antennes dont les extrémités sont également isolées, pour 100 000 volts par exemple, celle dont la capacité est la plus grande peut supporter un courant beaucoup plus fort, avant que le potentiel atteigne la valeur dangereuse.

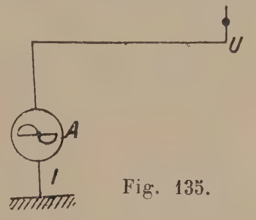


Fig. 135.

Le même fait se présente, sous une forme plus facile à exposer, à propos des ondes entretenues ; soit (fig. 135) un alternateur A débitant sur une antenne de capacité C ; si ω est la pulsation de l'alternateur, I l'intensité à la base, U la différence de potentiel à l'extrémité, il existe la relation :

$$I = CU\omega.$$

Pour le potentiel[1] maximum ($U = 100000$), ω étant fixé, l'intensité est d'autant plus grande que la capacité C est forte ; si l'on augmente l'excitation de l'alternateur à vitesse constante (donc la f. é. m.), l'intensité dans l'antenne, et par suite le potentiel augmente jusqu'à ce que l'isolateur en U vienne à claquer. On peut assimiler (fig. 136) une antenne en nappe à un tuyau[2] à parois peu élastiques, possédant au sommet un ballon en caoutchouc ; une machine en A pousse un liquide incompressible tantôt vers le haut, tantôt vers le bas ; il est évident que plus l'élasticité du ballon est forte, plus le courant auquel il permet de passer

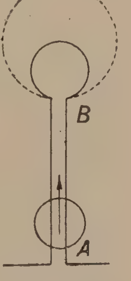


Fig. 136.

(1) Potentiel efficace.

(2) Le tuyau AB correspond à la descente d'antenne ; la capacité du ballon B correspond à la capacité de la nappe d'antenne.

dans la partie montante sans que la tension de ses parois devienne dangereuse, est intense.

Différentes formes d'antenne, leurs propriétés électriques. — L'antenne unifilaire ne possède pas une capacité suffisante pour permettre un courant intense, par suite une émission puissante; on emploie presque exclusivement des antennes constituées par des groupes de fils dont voici quelques types :

Antenne plane à fils parallèles.
Antenne cylindrique ou prismatique.
Antenne en rideau ou en éventail.
Antenne en parapluie.
Antenne pyramide renversée.
Antenne à capacité terminale renforcée en nappe horizontale.
Antenne à capacité terminale renforcée en T.

Les antennes du premier groupe ont l'inconvénient d'avoir une capacité relativement faible.

L'antenne en parapluie est d'une construction facile, n'exigeant qu'un seul mât; elle permet d'obtenir une forte capacité; mais sa hauteur effective est faible par suite de l'influence de brins descendants. Les antennes en nappe ou en T sont caractérisées par leur grande capacité au sommet; on les utilise beaucoup, soit sur les bateaux (en T) et pour les stations côtières à moyenne portée (6 fils portés par des pylônes de 50 m. et écartés de 100 m.), soit pour les grands postes qui n'utilisent guère actuellement que des ondes entretenues (Lyon, Bordeaux, Sainte-Assise, etc.).

Dans les antennes en nappe, en T de postes de faible puissance, on dispose la nappe sous forme d'un prisme ou d'un cylindre (antenne de cuirassés, de Cros-de-Cagnes).

Capacité. — La capacité des antennes de formes quelconques est difficile à calculer; en faisant certaines assimilations, il est possible d'obtenir une valeur approchée de la capacité statique; il faut connaître la répartition des potentiels pour évaluer la capacité en haute fréquence.

Longueur d'onde propre. — Elle est toujours supérieure à 4 fois la longueur d'un des fils; pour une nappe, elle dépend principalement de l'écartement des fils, de la longueur de la nappe et de la largeur de la nappe; elle est comprise entre $5l$ et $7l$, l étant la longueur d'un brin.

D'après les renseignements précédents, on se rend compte qu'au point de vue électrique :

1° La descente d'antenne parcourue par le plus fort courant doit présenter une faible résistance : nombreux brins en parallèle, en métal bon conducteur; il est inutile de diminuer la résistance ohmique de toute l'antenne au-dessous de $\frac{1}{10}$ d'ohm,

valeur négligeable vis-à-vis de celle de la prise de terre; on risque de surcharger inutilement les pylônes.

2° Les tensions électriques étant maxima aux extrémités libres, c'est à ces extrémités libres que l'isolement doit être particulièrement étudié.

Étude mécanique de l'antenne. — *Supports d'antenne, pylônes.* — Pour des postes de grande puissance, l'établissement d'une antenne est un travail de grande importance; les tensions mécaniques ne sont pas négligeables et les isolateurs qui le soutiennent doivent être en état de les supporter; par suite des portées parfois très fortes (400 m. par exemple) entre sommets de pylônes, par suite des efforts éventuels considérables du vent (verglas, etc.) on est obligé d'adopter des flèches relativement considérables; d'où diminution de hauteur effective. La plupart des grands postes, à antenne en nappe, utilisent des ondes entretenues.

Supports d'antenne, pylônes. — Pour de faibles puissances on utilise soit des mâts en bois (jusqu'à 100 m. de hauteur), soit des pylônes en treillis métalliques rigides; la plupart des stations côtières de l'Administration des P. T. T. possède de semblables pylônes rigides de 50 à 75 m. Pour de fortes puissances, on n'utilise guère que des pylônes métalliques de deux types :

Pylônes *rigides* et *haubannés*.

Les premiers ont l'avantage de ne nécessiter qu'une faible surveillance; ils correspondent d'autre part à une dépense de métal beaucoup plus forte (pylônes rigides de 250 m. de Croix d'Hins, pylônes haubannés S. F. R. de la Doua, Basse-Lande, Sainte-Assise).

Les efforts mécaniques que peut supporter un pylône sont ajustés à ceux qu'il doit subir.

En général, il est prévu un système permettant la manœuvre d'antenne (descendre l'antenne pour une réparation, tendre l'antenne, etc.); ce sont des treuils à main, ou électriques pour les fortes puissances.

L'inconvénient des pylônes métalliques est de dissiper sous forme de courants de Foucault une certaine énergie, ce qui augmente la résistance et l'amortissement de l'antenne.

Prise de terre, contrepoids. — La prise de terre doit avoir une résistance aussi faible que possible, elle est constituée par des conducteurs de grande surface enfouis dans le sol (plaques, grillages, fils métalliques, etc.). Il est bon de la relier à une nappe d'eau s'il en existe dans le voisinage, à tout conducteur en contact avec le sol (rails de chemin de fer par exemple): les connexions avec les appareils d'émission doivent être aussi courtes que possible et très larges; stations côtières de 10 kilo-atts : bandes de cuivre de 10 à 20 cm. de large. A bord des

bateaux, la prise est constituée par une lame de cuivre soigneusement soudée à une partie métallique faisant corps avec la coque. La prise de terre possède l'inconvénient d'avoir une résistance variable avec la saison, l'humidité du sol; il s'ensuit que, comme elle dissipe la majeure partie de l'énergie fournie à l'antenne, ses variations entraînent des changements dans la puissance d'émission.

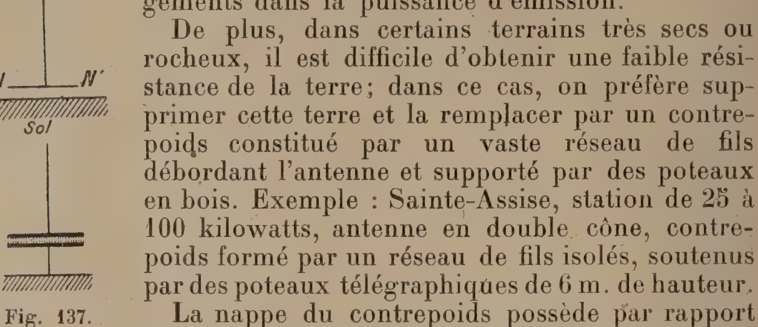


Fig. 137.

De plus, dans certains terrains très secs ou rocheux, il est difficile d'obtenir une faible résistance de la terre; dans ce cas, on préfère supprimer cette terre et la remplacer par un contrepoids constitué par un vaste réseau de fils débordant l'antenne et supporté par des poteaux en bois. Exemple : Sainte-Assise, station de 25 à 100 kilowatts, antenne en double cône, contrepoids formé par un réseau de fils isolés, soutenus par des poteaux télégraphiques de 6 m. de hauteur.

La nappe du contrepoids possède par rapport au sol une forte capacité et le résultat est le même que si, à la base de l'antenne, on intercalait une capacité très forte (fig. 137); nous savons qu'alors la distribution des courants est sensiblement la même que si la capacité n'existait pas.

Entrée de poste ou sortie d'antenne. — L'antenne sort du poste par un carreau isolant, habituellement en ébonite avec tube isolant; le câble d'antenne est en cuivre de haute conductibilité.

On peut faire sortir l'antenne par la toiture (Boulogne, le Havre, le Bouscat, Cros-de-Cagnes), ou mieux latéralement.

A l'intérieur, l'antenne est reliée à la self d'antenne soigneusement isolée, de là à la self de couplage et enfin à la terre.

III. — RÉGLAGE D'UN POSTE D'ÉMISSION A ONDES AMORTIES

Le réglage d'un poste d'émission à ondes amorties comporte les diverses opérations suivantes :

1° Réglage de la résonance primaire;
2° Réglage de l'étincelle et de la manipulation;
3° Réglage de la longueur d'onde;
4° Réglage de l'accord entre le circuit oscillant et l'antenne;
5° Réglage de l'accouplement;
6° Réglage de la puissance.

1° Réglage de la résonance primaire. — Consiste à réaliser la condition $CLa^2\omega^2 = 1$, les différents coefficients ayant la signification indiquée précédemment. Or :

1° La capacité C est généralement fixée par la puissance du poste et varie d'une manière discontinue.

2° Le rapport de transformation a varie d'une manière discontinue.

3° La vitesse normale de rotation de l'alternateur est fixée, et le rhéostat d'excitation du moteur d'entraînement ne permet que de faibles variations, discontinues d'ailleurs, autour de cette vitesse normale.

4° Si les éléments C, a ont été convenablement choisis, en tenant compte de la vitesse normale de l'alternateur, des variations continues de L permettent un réglage précis de la résonance primaire. *Pratiquement*, on doit opérer de la manière suivante : *écarter* les électrodes de l'éclateur sans dépasser la limite de sécurité ; après avoir choisi un rapport a, et une capacité C convenable, *amener* le moteur à sa vitesse normale et *déplacer* le noyau de fer et la self variable jusqu'à obtenir un maximum d'intensité dans le circuit de charge.

Il peut être bon, afin d'obtenir une résonance aiguë, de supprimer une partie de la résistance en dérivation ; mais alors, il faut diminuer la f. é. m. et par suite l'excitation de l'alternateur, si l'on veut que le courant n'atteigne pas de valeur dangereuse.

Il faut, pour utiliser cet artifice, que l'alternateur travaille loin de la saturation et conserve même coefficient de self-induction que pour l'excitation normale.

2° **Réglage de l'étincelle et de la manipulation.** — La résonance étant établie, on rapproche les deux électrodes de l'éclateur jusqu'à la distance voulue, suivant la fréquence des étincelles que l'on désire obtenir et l'énergie que l'on veut dépenser par train d'oscillations.

Pour une excitation donnée à l'alternateur, plus on éloigne les électrodes, plus le potentiel d'éclatement est fort, plus l'énergie $\frac{1}{2}CV^2$ mise en jeu par une étincelle est grande, plus le temps qui sépare deux étincelles est long; augmenter la distance d'éclatement ne fait que peu varier la puissance mise en jeu dans le circuit oscillant.

Pour une distance explosive donnée, c'est-à-dire un écartement donné des électrodes, l'étincelle éclate sensiblement pour la même différence de potentiel, mettant toujours en jeu la même puissance et toute augmentation de l'excitation de l'alternateur produit une augmentation de la fréquence des étincelles et par suite un accroissement de la puissance mise en jeu dans le circuit oscillant.

Pour régler la manipulation, on augmente progressivement la résistance shunt R_2 jusqu'à ce que le manipulateur étant levé, l'étincelle cesse de jaillir.

La résistance R_2 ne doit pas être trop forte, afin que pendant la manipulation, la charge de l'alternateur ne varie pas trop

(variation du courant inférieure à $\frac{1}{10}$ du courant, manipulateur abaissé).

3° **Réglage du circuit oscillant.** — Le circuit a été généralement étalonné au contrôleur d'onde.

Un tableau à double entrée donne pour chaque valeur de capacité le nombre de spires de la self qu'il faut prendre pour obtenir telle longueur d'onde désirée. Si ce tableau n'a pas été établi, l'usage d'un contrôleur d'onde(1) permet de choisir la self convenable; dans cette opération, l'antenne doit être coupée.

4° **Accord de l'antenne avec le circuit oscillant.** — Pratiquement, cet accord est obtenu en produisant une série de trains d'ondes et en faisant varier la self d'antenne jusqu'à ce que la déviation de l'ampèremètre d'antenne passe par un maximum : à ce moment l'accord est réalisé.

Une deuxième méthode consiste à régler la self d'antenne au contrôleur d'onde, de telle façon que le circuit d'antenne possède même période propre que le circuit oscillant; on peut établir un tableau donnant pour chaque plot de la self d'antenne la longueur d'onde de l'antenne : les tâtonnements du début sont supprimés; un réglage précis est néanmoins nécessaire.

5° **Réglage de l'accouplement.** — Pour éviter la production de deux ondes à l'émission, on recherche un accouplement aussi faible que possible compatible avec une intensité suffisante : la syntonie à la réception est d'autant meilleure que le coefficient de couplage est faible (pratiquement 4 à 5 p. 100).

6° **Réglage de la puissance.** — Celle-ci peut être réglée en faisant varier l'accouplement : pour de fortes puissances, on risquerait ainsi d'émettre sur deux ondes.

Il suffit d'augmenter la distance d'éclatement et l'excitation de l'alternateur pour obtenir une augmentation de la puissance mise en jeu dans le circuit oscillant.

IV. — POSTES A IMPULSION

Principe. — Ainsi que nous l'avons vu à propos des postes d'émission jusqu'ici étudiés, le couplage serré entre le circuit oscillant et l'antenne donne naissance à l'émission de deux ondes; nous avons signalé en Radiotechnique les inconvénients de cette double émission; en Radiotechnique aussi, nous avons indiqué un mode de charge du circuit secondaire consistant à couper le circuit oscillant lorsque toute l'énergie de la décharge est passée dans l'antenne; sans aller jusqu'à couper le circuit oscillant, il suffit d'y introduire une très forte résistance, et ce résultat peut être obtenu par l'utilisation d'un éclateur spécial

(1) Voir chapitre VIII : Contrôleurs d'ondes. Usages.

à *étincelle fractionnée* [1]. Toute décharge de la capacité C sert à charger le circuit d'antenne ; celui-ci se décharge ensuite avec sa période propre et les émissions sont produites sur une longueur d'onde unique.

La seule particularité dans la constitution des postes à impulsion réside donc dans l'emploi d'un éclateur à étincelles fractionnées.

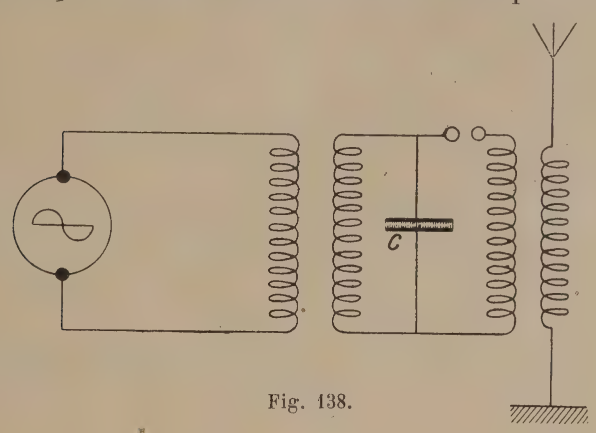


Fig. 138.

Types principaux d'éclateurs à impulsion. — *Éclateur à rouleaux, type* CGR (fig. 139) [2]. — Entre deux règles d'ébonite sont disposés des cylindres en cuivre rouge parallèles ; l'une des règles est fixe, l'autre peut être déplacée parallèlement à elle-même au moyen d'une vis micrométrique ; on déforme ainsi le parallélogramme AB B′A′, ce qui permet de faire varier la distance de deux cylindres consécutifs et par suite la longueur de l'étincelle.

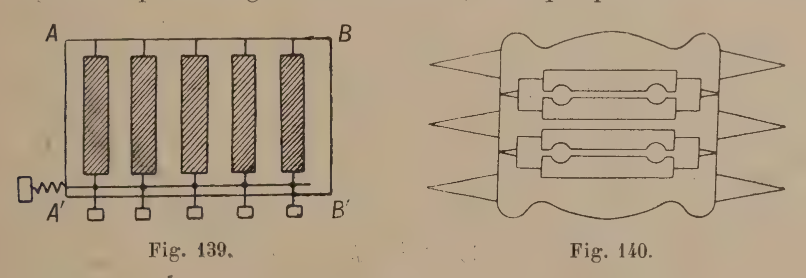


Fig. 139. Fig. 140.

Éclateur Telefunken (fig. 140). — Il est formé de rondelles de métal blanc encastrées dans des disques en cuivre, pourvues d'ailettes de refroidissement et séparées par des lames de mica.

(1) Voir page 102 : l'étincelle totale est fractionnée en petites étincelles de forte résistance.

(2) Sur la figure 139 la distance des cylindres a été exagérée.

Les rondelles de métal blanc portent des rainures circulaires.

Éclateur S. F. R. — Il ressemble au précédent; il est constitué par des disques de cuivre à ailettes qui portent un bourrelet argenté formant surface d'éclatement.

Eclateur Tournant. — Souvent utilisé surtout pour les fortes longueurs d'onde (quelques kilomètres); pour les longueurs d'onde courtes, on peut monter en série dans le circuit de choc un éclateur tournant quelconque et un éclateur fixe à impulsion.

Remarque sur le réglage des postes à impulsion. — Dans les appareils d'émission étudiés précédemment, l'accouplement entre circuit oscillant et antenne doit être faible si l'on désire que les ondes émises soient pures. Avec les postes à impulsion, au contraire, le couplage entre ces deux circuits peut être fort, il ne doit cependant pas atteindre une valeur telle que l'étincelle dans le circuit oscillant puisse se rallumer par suite de la forte induction de l'antenne; il se produirait alors des battements et l'on perdrait le bénéfice de l'impulsion.

A part cette remarque, le réglage d'un poste à impulsion se fait exactement comme celui des postes ordinaires déjà étudiés.

ÉMISSION DES ONDES AMORTIES

CHAPITRE I (*suite*)

EMPLOI DU COURANT CONTINU POUR LA CHARGE DES CONDENSATEURS

I. Emploi d'une f. é. m. constante a basse tension combinée avec un interrupteur et une bobine d'induction. — Principe. Divers organes. Sources à f. é. m. constante à basse tension utilisées. Description de quelques types d'interrupteurs. Bobines.

II. Emploi d'une source a f. é. m. constante a haute tension. — Principe. Analogies mécaniques. Divers modes de charge d'un condensateur par une f. é. m. constante.

Description générale d'un poste utilisant une f. é. m. constante à haute tension : choix de la source à f. é. m. constante. Types d'éclateurs utilisés, etc., quelques modèles de postes. Station de Clifden. Postes de l'administration des P. T. T.

I. — EMPLOI D'UNE FORCE ÉLECTROMOTRICE CONSTANTE A BASSE TENSION COMBINÉE AVEC UN INTERRUPTEUR ET UNE BOBINE D'INDUCTION

Principe. Divers organes. — La nécessité d'obtenir une forte différence de potentiel pour la charge des condensateurs d'émission avait empêché au début de la T. S. F. l'emploi direct d'une source à f. é. m. constante, la haute tension étant difficile à obtenir directement. Comme il est impossible d'élever la tension d'un courant continu au moyen d'un appareil statique, il fallut user d'un artifice qui consiste à rendre variable le courant produit dans un circuit par une f. é. m. constante et à élever la tension de ce courant variable.

Considérons (fig. 141) l'ensemble constitué par :

Une source à f. é. m. constante E, débitant sur un circuit ABED lorsque l'interrupteur I est fermé ; une *bobine*, un condensateur C et le dispositif de décharge déjà étudié dans le chapitre précédent (circuit oscillant + antenne).

Lorsqu'on ferme l'interrupteur I (fig. 142), le courant varie d'une façon continue (voir 1[re] partie) et au bout d'un temps $\frac{L}{R}$

(L et R sont la self et la résistance du circuit de charge) atteint les 63 p. 100 de sa valeur définitive $i_0 = \frac{E}{R}$ donnée par la loi d'Ohm; tout de suite après, il conserve cette valeur

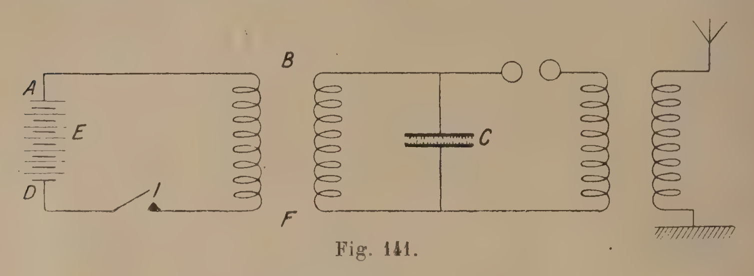


Fig. 141.

constante $\frac{E}{R}$; si l'on ouvre l'interrupteur I, toute l'énergie emmagasinée dans le circuit de charge $\frac{1}{2}Li_0^2$ tend à prolonger le courant à travers une étincelle de rupture (voir 1re partie); il y a rupture brusque et chute rapide de courant. Voyons ce qui se passe dans le secondaire : dans la période d'établissement du courant i, le flux produit par le primaire est variable; ce flux variable induit dans le secondaire une f. é. m. qui dure le temps de variation du courant primaire $\left(\text{sensiblement } \frac{L}{R}\right)$ et cesse lorsque ce courant (ou le flux qu'il produit) a atteint sa valeur définitive $\frac{E}{R}$. A la rupture, la très brusque variation de i produit une f. é. m. élevée, la grandeur de cette f. é. m. étant proportionnelle à la vitesse de variation de flux.

Fig. 142.

Si l'on ouvre et ferme l'interrupteur I un grand nombre de fois par seconde, à intervalles réguliers, le primaire est parcouru par un courant variable de forme spéciale et le secondaire est le siège d'une f. é. m. de nature particulière; si la distance des électrodes de l'éclateur est réglée de telle sorte que le potentiel d'éclatement soit juste supérieur à la f. é. m. induite, lors de l'établissement du courant i, à toute rupture de i, nous obtenons une étincelle à l'éclateur; il suffit de régler le mouvement de l'interrupteur pour obtenir un nombre plus ou moins grand de décharges par seconde : ainsi l'on fait varier la note de l'étincelle.

Un semblable poste comprend donc en définitive :

1° Une source à basse tension et à f. é. m. constante;
2° Un interrupteur;
3° Une bobine d'induction ou transformateur;
4° Le même matériel que celui des postes déjà étudiés.

1° Sources à f. é. m. constante à basse tension utilisées. — On utilise tantôt une dynamo à courant continu, tantôt une batterie d'accumulateurs ou un réseau de distribution.

Description de quelques types d'interrupteurs. — Le nombre de modèles d'interrupteurs est considérable et nous ne chercherons pas à les citer tous, leur but étant toujours le même de couper un courant continu plus ou moins intense un grand nombre de fois par seconde.

Quel que soit le type, on trouve en général deux électrodes, l'une fixe, l'autre mobile, entre lesquelles se produit la rupture; pour éviter l'étincelle de rupture qui prolonge le courant, diminue la vitesse de variation de flux et par suite la f. é. m. induite dans le secondaire, on shunte la rupture par un condensateur convenable (voir 1re partie); ce condensateur empêche aussi toute formation d'arc qui détériore les contacts.

Lorsque les électrodes sont solides, les contacts sont en métal spécial, argent, platine iridié, etc.

Enfin les dimensions des électrodes et des contacts sont établies d'après l'intensité du courant à couper.

Nous donnons ci-dessous la description d'un certain nombre d'interrupteurs.

Interrupteur de Wehnelt : consiste en un voltamètre dont les électrodes ont des surfaces très différentes, généralement un fil fin de platine et une large plaque de plomb, baignant dans de l'eau acidulée au $\frac{1}{20}$ par l'acide sulfurique ; le fil de platine, soudé à un tube de verre, constitue l'anode; la f. é. m. est de

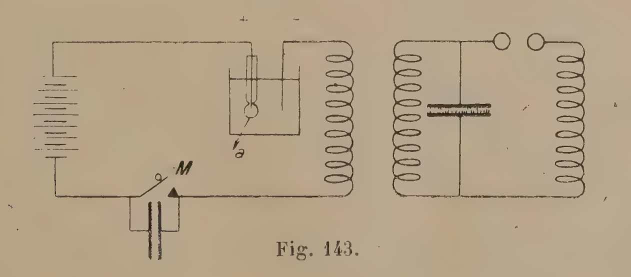


Fig. 143.

l'ordre de 60 volts. Le courant est interrompu un grand nombre de fois par seconde (de 100 à 2000), on perçoit un bruit particulier dû à ces interruptions. Voici comment on peut expliquer

ces phénomènes; lorsqu'on ferme le circuit au moyen du manipulateur (M) (fig. 143), le courant croît dans le circuit total (de constante de temps $\frac{R}{L}$); la seule résistance importante opposée à son passage est créée au point *a* où la section de passage est très faible; il y a échauffement considérable de ce point, ce qui porte l'eau du voisinage à l'ébullition; une bulle de vapeur se forme brusquement (fig. 144) autour de la pointe, et empêche le passage du courant; au moment où cette bulle se forme, il y a formation d'une étincelle de rupture et c'est la succession de ces étincelles qui rend lumineuse la pointe de platine. Nous n'insisterons pas sur les détails du phénomène. La plupart du temps, pour augmenter la constante de temps $\frac{L}{R}$ qui serait très faible sur la forte valeur de R, on dispose en série sur le circuit une self L.

Fig. 144.

Enfin, le manipulateur M, shunté par une faible capacité, est disposé sur le circuit basse tension.

Interrupteur Klingelfuss : formé d'un cylindre entraîné par un petit moteur électrique et présentant des parties alternativement conductrices et isolantes sur lesquelles frotte un balai (analogue à un collecteur); l'ensemble est plongé dans un mélange isolant de mercure et de pétrole, le mercure ayant pour but d'amalgamer les surfaces en contact. Le liquide est maintenu à un niveau déterminé par une vis d'Archimède; l'appareil peut couper un courant de 25 à 30 ampères sous 120 volts avec 80 à 120 interruptions par seconde.

Interrupteur Gaiffe. — Une turbine (fig. 145) entraînée par un moteur électrique monté sur le même axe plonge à sa base dans du mercure; cette turbine est pourvue d'ajutages AB A'B'.

Fig. 145.

La force centrifuge fait monter le mercure dans les ajutages et le projette contre les plaques P et P' placées à la périphérie. Le circuit se ferme périodiquement d'une plaque à l'autre par le jet de mercure, la rupture se faisant dans l'eau et dans du pétrole.

On peut couper 25 ampères avec 100 à 150 interruptions par seconde.

Interrupteur Magunna (fig. 146). — Un diapason D dont le mouvement est entretenu par une courroie de cuir colophanée C qui frotte sur une des branches produit la rupture entre un

contact de tungstène A et une vis contact B; nous retrouvons le condensateur K qui shunte la rupture; la fréquence musicale très soutenue atteint 640 périodes par seconde.

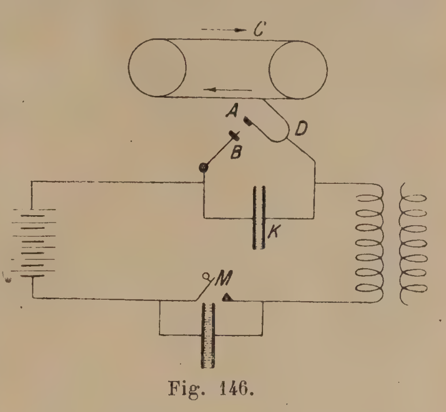


Fig. 146.

La puissance d'un semblable poste ne dépasse pas 400 watts.

Interrupteur S. F. R. à fréquence musicale (fig. 147). — Une lame vibrante A a son mouvement entretenu par un électro E; un rhéostat R en dérivation sur l'électro permet de régler la note. L'écart entre les contacts A et B est réglé à l'aide d'une came K qui commande le déplacement d'une tige reliée au contact B. Cet interrupteur, qui donne de très bons résultats, est utilisé pour les postes de faible puissance, de secours S. F. R. dont la puissance au primaire est de 70 watts.

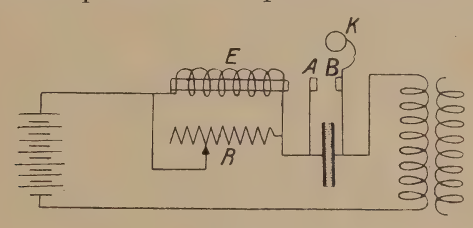


Fig. 147.

Rupteur atonique Carpentier. — Une lame élastique P pivote autour du point A et est rappelée contre la vis butoir par un ressort R réglable à l'aide d'un bouton moleté M; une deuxième lame vibrante L oscille autour du point B et porte un contact *a* qui peut toucher un autre contact *b* porté par une vis V′. Sous l'action du noyau C, la palette est attirée avec une vitesse qui s'accélère; elle frappe alors la lame L et sépare brusquement les contacts *a* et *b*. L'alimentation de la bobine se fait sous 24 volts au plus. (Ex. poste de secours C. G. R.).

3° **Bobines.** — Les bobines utilisées comprennent un noyau de fer doux formé, soit par un faisceau de fils isolés, soit par des plaques de tôle isolées; ces dispositions ont pour but de réduire à leur minimum les pertes dans le fer dues aux courants de Foucault. Autour de ce noyau sont enroulées une bobine primaire à gros fils de peu de spires et une bobine secondaire à nombreuses spires de fil fin.

Les enroulements doivent être capables de supporter l'intensité qui doit les traverser; le rapport de la différence de potentiel U aux bornes du secondaire à celle u aux bornes du primaire est sensiblement égal au rapport du nombre N de spires du secondaire au nombre de spires n du primaire :

$$\frac{U}{u}=\frac{N}{n}.$$

L'isolement entre primaire et secondaire, et surtout entre spires du secondaire, doit être spécialement soigné; c'est pour cela que l'on constitue souvent le secondaire d'un grand nombre de galettes montées en série sur un tube d'ébonite et séparées par des disques isolants.

La résistance du secondaire doit être réduite si l'on veut obtenir une charge rapide du condensateur du circuit oscillant.

Les bobines Rochefort permettent d'obtenir 50 cm. d'étincelle entre les extrémités du secondaire.

Dans les *bobines Klingelfuss*, le secondaire est formé d'un enroulement continu, l'écart entre les spires secondaires consécutives croissent alternativement du centre vers la périphérie et de la périphérie vers le centre, de telle façon que l'épaisseur de l'isolant croisse en même temps que la différence de potentiel entre les enroulements des deux spires voisines.

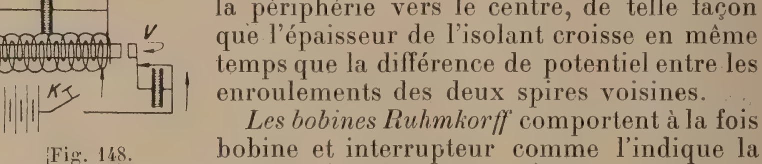


Fig. 148.

Les bobines Ruhmkorff comportent à la fois bobine et interrupteur comme l'indique la figure 148. La rupture se produit au point V.

Utilisation des postes employant une source à courant continu basse tension. — Ces postes sont uniquement utilisés actuellement comme postes de secours à bord des bateaux; leur puissance est limitée et n'atteint pas 1 kw. (*puissance fournie par la source continue*).

II. — EMPLOI D'UNE SOURCE A F. É. M. CONSTANTE A HAUTE TENSION

Principes. — Considérons l'ensemble de la figure 149; il comprend un circuit constitué par une f. é. m. constante, une self L, une capacité C, une résistance R et un interrupteur I; lorsqu'on ferme I, une différence de potentiel croissante s'établit aux bornes de la capacité C, et par suite à l'éclateur e, suivant une loi que nous étudierons; lorsque cette différence de potentiel atteint une valeur suffisante, une étincelle éclate et le condensateur C se décharge dans le circuit oscillant suivant des lois déjà connues.

Analogie mécanique. — Nous nous proposons tout d'abord d'examiner la façon dont s'établit la différence de potentiel aux bornes de la capacité C; plusieurs cas sont à considérer suivant la valeur relative des coefficients R, L et C. En nous reportant à l'étude des condensateurs, nous pouvons concrétiser les phénomènes; assimilons le circuit de charge de la

Fig. 149.

Fig. 150.

figure 150 à celui de la figure 151. Si nous ouvrons le robinet I, la force motrice constante P donne naissance à un courant dont la forme dépend des caractéristiques du circuit :

1° Si la résistance de la conduite AB et CD est très forte (cas d'un tuyau fin et long), elle s'oppose à la formation d'un courant rapide; la masse d'eau ne peut prendre une grande vitesse et emmagasiner une forte énergie cinétique, si bien que le piston descend lentement, toujours dans le même sens; le réservoir C se charge peu à peu, la différence de pression entre les deux compartiments augmente jusqu'à atteindre une valeur égale à celle produite par le poids P; le courant a toujours lieu dans le même sens; la charge est alors *apériodique*; les efforts supportés par les ressorts n'ont cessé d'augmenter.

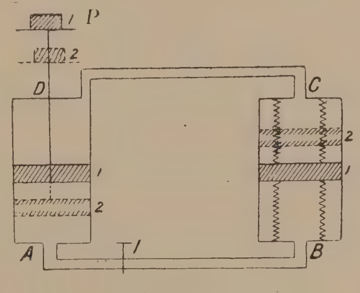


Fig. 151.

2° Supposons que l'on possède le même dispositif, mais que l'on ait remplacé les canalisations longues et minces AB et CD, par des tuyaux de grand diamètre et courts; on se rend compte qu'alors la position finale d'équilibre n'est atteinte qu'après un certain nombre d'oscillations autour de cette position; les ressorts ont à supporter des tensions dépassant celles qui correspondent à l'état d'équilibre final.

Divers modes de charge d'un condensateur par une f. é m. constante. — Des résultats analogues se retrouvent dans le système électrique :

1° Si $R^2 > \frac{4L}{C}$ (1), la charge a toujours lieu dans le même sens, elle est apériodique; la différence de potentiel croît toujours jusqu'à atteindre sa valeur définitive E, f. é. m. de la source (fig. 152).

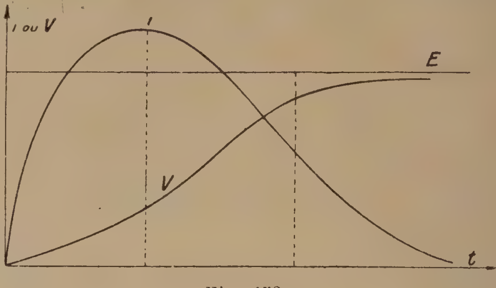


Fig. 152.

2° Si $R^2 < \frac{4L}{C}$, la charge est oscillante; la période d'oscillation est $T = 2\pi\sqrt{CL}$. La différence de potentiel aux bornes du condensateur, partant de 0 croît, dépasse la f. é. m. de la source jusqu'à atteindre une valeur sensiblement double (2E), diminue ensuite et oscille autour de la valeur E jusqu'à conserver cette valeur au bout d'un certain temps dépendant de la rapidité de l'amortissement des oscillations. L'intensité oscille avec la période $2\pi\sqrt{CL}$ et s'amortit peu à peu (fig. 153). Ce que nous remarquons en particulier, c'est

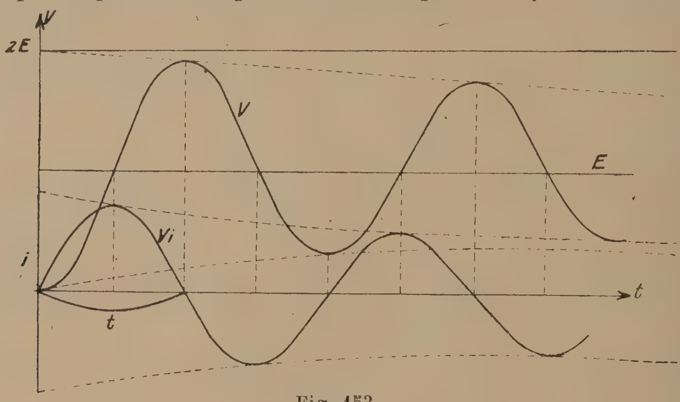


Fig. 153.

la possibilité de charger le condensateur à une différence de potentiel sensiblement double de la f. é. m. de la source; si l'on provoque la décharge, à l'instant où V = 2E, le potentiel du condensateur tombe instantanément en oscillant; une nouvelle charge est suivie d'une décharge et ainsi de suite; à chaque décharge, on obtient dans le circuit oscillant un train d'ondes amorties dont la durée est négligeable vis-à-vis de la durée de charge.

La figure 154 indique les variations de potentiel aux bornes

(1) Les éléments R, L, C (nous tenons à insister là-dessus) sont *ceux du circuit de charge*.

du condensateur et l'intensité du courant dans le circuit de charge.

En réalité, le potentiel 2E n'est pas atteint par suite de l'amortissement du circuit de charge et la surtension, rapport de la différence de potentiel maxima à la f. é. m. de la source est comprise entre 1 et 2.

Le rendement de la charge ou rapport de l'énergie emmagasinée dans le condensateur pendant la charge à l'énergie totale fournie dans le même temps par la source a pour valeur :

$$\rho = \frac{1}{2}\frac{v}{E}$$

($v =$ potentiel aux bornes de C) et peut atteindre la valeur 1 si $v = 2E$, ce qui entraîne l'existence d'un amortissement nul du circuit de charge.

Le temps de charge $\frac{T}{2}$ (lorsqu'on produit la décharge au moment où V est maximum) dépend des caractéristiques du circuit de charge puisque $T = 2\pi\sqrt{CL}$.

Fig. 154.

Description générale d'un poste utilisant une force électromotrice constante à haute tension. — Il nous reste à examiner d'une façon plus spéciale les divers points suivants :

1° Choix de la source à f. é. m. constante et circuit de charge;

2° Types d'éclateurs utilisés.

1° Choix de la source à f. é. m. constante. — Dans les premières applications à Clifden et Glace Bay, la source était constituée par des batteries d'accumulateurs de 6 000 éléments de 40 AH. en série. A côté des avantages de sécurité, ceux-ci possèdent l'inconvénient d'être d'un prix élevé, de présenter des difficultés d'isolement et d'entretien et d'avoir un mauvais rendement. Aussi, on n'utilise guère que des dynamos haute tension (jusqu'à 25 000 volts par unité) que l'on peut au besoin disposer en série.

La construction de ces machines demande certaines précautions spéciales; le courant dans l'induit est, ainsi que le montre la figure 154, un courant ondulatoire dont la période est égale à la durée de la charge du condensateur. Les enroulements

peuvent être soumis à des surtensions pendant la charge qui peuvent atteindre (fig. 154) le double de la tension normale. Aussi est-il nécessaire de prendre certaines mesures de protection de ces machines ; à cet effet, on intercale des selfs de choc pour amortir la tension et arrêter les retours de haute fréquence. Souvent aussi, on shunte la dynamo par un condensateur de *grande capacité* ; le courant qui passe à travers la machine est alors sensiblement constant.

Si l'on produit l'étincelle lorsque le potentiel est le plus élevé, leur fréquence peut être un peu faible si la période $T = 2\pi\sqrt{CL}$ du circuit de charge est grande ; on réduit cette période au moyen d'enroulements compensateurs.

2° **Types d'éclateurs utilisés.** — On peut utiliser soit des éclateurs fixes, soit des éclateurs tournants :

a) *Eclateurs fixes.* — La distance des électrodes doit être inférieure à celle qui correspond au potentiel d'éclatement égal au potentiel maximum, voisin de 2E ; l'étincelle, si elle a lieu, se produit avant d'atteindre ce potentiel, c'est-à-dire avant le temps $\frac{T}{2}$; il est difficile, même impossible, de régler la formation de l'étincelle lors du potentiel maximum ; ceci provient des variations du potentiel d'éclatement causées par l'état des électrodes et la conductibilité variable du milieu interposé pour deux décharges consécutives ; ces variations de potentiel explosif entraînent des variations relativement fortes de la durée de charge. Il est pratiquement impossible d'obtenir le rendement maximum, la moindre variation du potentiel d'éclatement amenant un désamorçage.

b) *Eclateurs tournants.* — Il est toujours possible, en réglant la vitesse de rotation de l'éclateur, de s'arranger pour que l'étincelle ait lieu dans le voisinage du potentiel maximum ; d'ailleurs, à des variations assez fortes de vitesse de l'éclateur autour de la vitesse relative au rendement optimum correspondent des différences très faibles de potentiel d'éclatement et, par suite, un déréglage sans importance.

Aussi, tant en ce qui concerne le rendement que la pureté du son musical, l'éclateur tournant est préférable à l'éclateur fixe.

Quel que soit d'ailleurs le type d'éclateur employé, les régimes musicaux sont stables et le système est auto-régulateur.

Quelques modèles de postes. — **Station de Clifden. Glace Bay** (fig. 155) — *Source* : batterie d'accumulateurs pouvant être survoltée par les dynamos de charge ; voltage variable entre 11 000 et 15 000 volts. Condensateur C à air.

Eclateur tournant formé d'un disque métallique E muni de saillies régulièrement espacées — tourne à une vitesse périphérique de 200 m. environ entre deux disques A et B qui

tournent dans un plan perpendiculaire à celui du disque principal. Puissance : 100 kws, longueur d'onde : 6 000 m.

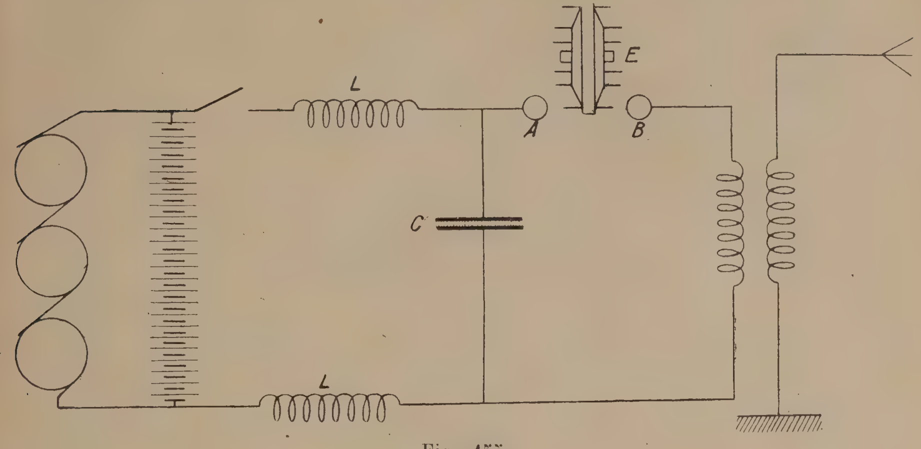


Fig. 155.

Postes de l'Administration des P. T. T. — M. Bouthillon, qui a tout spécialement étudié les postes de ce type, a fait construire pour l'Administration un certain nombre de stations de 10 et 5 kilowatts. *Source*, dynamo du type Thury de f. é. m. égale à 10 000 volts, entraînée par un moteur alimenté par des accu-

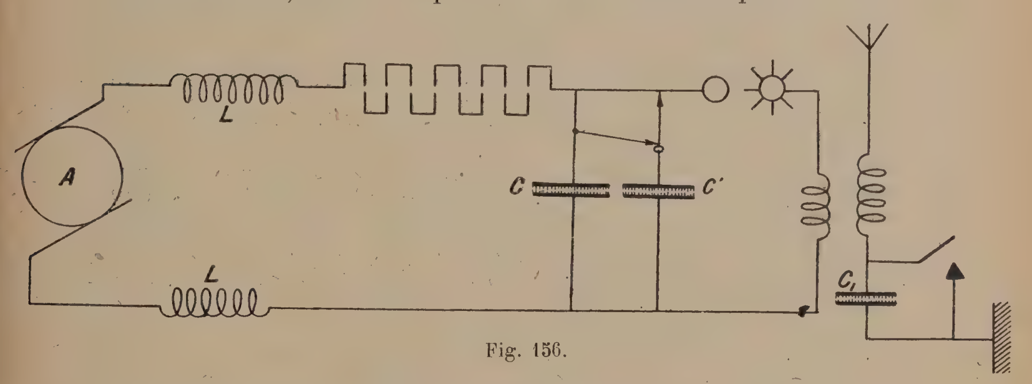


Fig. 156.

mulateurs sous 120 volts. Débit de la dynamo : 1 ampère pour les 10 kilowatts et $0^A,5$ pour les 5 kilowatts.

Pour le type 10 kilowatts (fig. 156), l'émission musicale est faite sur la note 600 pour $\lambda = 600$ m., sur la note 1 000 pour $\lambda = 300$ m., on passe de la longueur d'onde de 300 à 600 m. en augmentant la capacité du circuit oscillant par la mise en parallèle du condensateur C′ avec le condensateur C. Les selfs L ont été calculées de manière que l'étincelle éclate au bout

d'une demi-période d'une oscillation de charge. L'éclateur comprend un disque tournant à 18 pointes et une électrode lisse tournant lentement. Le disque est en acier de 60 cm. de diamètre et tourne à 2 000 tours minute. Les pointes sont en cuivre rouge de 5 cm. de long; l'autre électrode est formée d'un disque de cuivre rouge de 5 mm. d'épaisseur dont le plan est perpendiculaire à celui du disque d'acier; la distance explosive est réglable. L'ensemble est monté sur un socle de fonte qui porte en outre les coupures de manipulation M et est isolé du sol par des porcelaines.

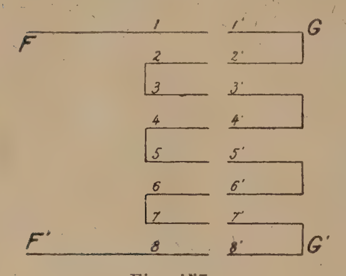


Fig. 157.

Le manipulateur devant couper des tensions élevées, la coupure M est divisée en 8 éléments en série (fig. 157); 8 contacts montés sur un système isolateur FF' et numérotés de 1 à 8 sont réunis 2 à 2 et placés en ligne droite. En face d'eux sont placées 4 paires de contacts 1' à 8' disposés en chicane par rapport aux premiers et portés par une pièce en porcelaine GG' mobile autour d'un axe sous l'action d'un électro que commande un manipulateur Morse. Quand on appuie sur le manipulateur, tous les contacts se ferment en même temps, et quand on le lâche, la coupure est subdivisée en 8. Cet appareil est fixé par des porcelaines au socle de l'éclateur, le plan de la coupure étant dans le plan du disque, de façon à obtenir un soufflage énergique.

L'accouplement se fait par Tesla. Le primaire est formé d'une spire de cuivre de 50 cm. de hauteur portée par des isolateurs en porcelaine et placée entre les condensateurs et l'éclateur. Le secondaire est un ruban de cuivre de 3 cm. de long tournant autour d'un axe qui traverse la spire primaire pour le réglage de l'accouplement. On passe de 600 m. à 300 m. en retirant dans le primaire le condensateur C' et en intercalant dans l'antenne le condensateur C_1.

CHAPITRE II

RÉCEPTION DES ONDES AMORTIES

I. Généralités : description générale d'un poste de réception d'ondes amorties.
II. Étude des éléments d'un poste de réception. — 1° Organe capteur d'énergie électromagnétique : cadre ou antenne.
2° Organes de sélection et de syntonisation. — Selfs et condensateurs au poste de réception;
3° Organe antiparasite;
4° Amplificateur;
5° Organes permettant de déceler les oscillations de HF — appareils thermiques. — Ensemble (détecteur, téléphone). — Caractéristique d'un détecteur. — Analogies. — Principe de la réception des ondes amorties. — Différents types de détecteurs.
6° Système enregistreur. — Téléphone.
III. Assemblage des organes d'un poste de réception. — Qualités à remplir par un poste récepteur suivant son usage. — Réception directe.
Réception indirecte : deux circuits de réception. — Divers montages.
Réglage d'un poste de réception.
Description de quelques boîtes de réception.

RÉCEPTION DES ONDES AMORTIES

I. — GÉNÉRALITÉS

Description générale d'un poste de réception d'ondes amorties. — Pendant la durée des émissions d'un poste à ondes amorties, l'énergie rayonnée par l'antenne se propage par ondes à une vitesse extrêmement rapide (300 000 km. par seconde); il y a production (fig. 158) au lieu de réception R d'un champ électromagnétique constitué par juxtaposition d'un champ électrique vertical et d'un champ magnétique proportionnel horizontal, perpendiculaire au plan vertical passant par E et R; ces deux champs, pour toute décharge du condensateur d'émission, oscillent (fig. 159) en s'amortissant.

Il s'agit, dans le problème de la réception :

1° De déceler et mettre en évidence l'existence de ce champ par l'intermédiaire de courants produits à l'intérieur de circuits convenablement disposés.

2° De séparer les signaux du poste que l'on veut recevoir de ceux qui peuvent être émis en même temps par un autre poste; à cet effet, on utilise les propriétés de la résonance : on se pro-

tège ainsi contre les *brouillages*. En dehors des postes brouilleurs, il est nécessaire de supprimer autant que possible l'effet des parasites atmosphériques, provenant de causes multiples

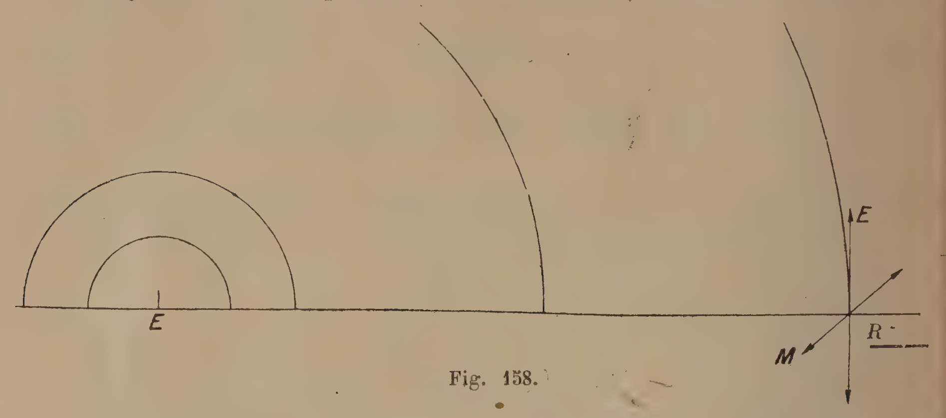


Fig. 158.

(orages par exemple) et qui, à certaines époques, même avec les meilleures installations, empêchent toute réception.

3° De transformer l'énergie électrique, sous forme de courants induits extrêmement faibles dans les circuits de réception, en une forme de l'énergie que nos sens sont susceptibles de percevoir : mécanique, calorifique, lumineuse, etc.

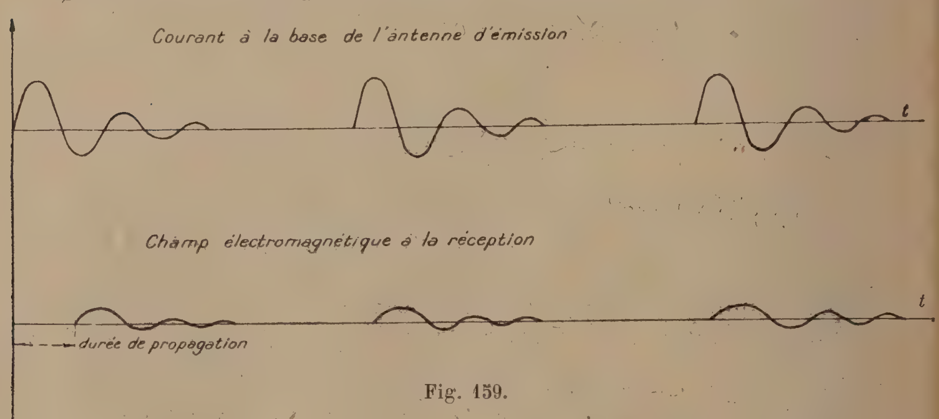


Fig. 159.

En définitive, un poste de réception comprend :

1° *Un organe capteur d'énergie* constitué, soit par un circuit *ouvert* ou *antenne*, soit mieux actuellement, grâce à l'emploi d'amplificateurs, par un circuit fermé ou *cadre*;

2° *Les organes de sélection et syntonisation* comprenant un nombre plus ou moins grand de circuits couplés avec l'antenne ou le cadre, chacun d'eux possédant self et capacité qui permettent de les accorder sur une longueur d'onde voulue;

3° *Un système antiparasite* destiné à diminuer l'intensité relative des parasites par rapport à celle des signaux;

4° La plupart du temps, des systèmes *amplificateurs* destinés à augmenter l'intensité des courants très faibles produits par le champ électromagnétique;

5° *Un détecteur* qui transforme l'énergie électrique à haute fréquence en une forme d'énergie susceptible d'être transformée directement en énergie mécanique;

6° Un appareil *enregistreur*, susceptible d'impressionner les organes des sens ou d'enregistrer les signaux.

Nous nous proposons d'étudier ces différents appareils ainsi que les façons de les relier les uns aux autres.

II. — ÉTUDE DES ÉLÉMENTS D'UN POSTE DE RÉCEPTION

1° Étude de l'organe capteur d'énergie électromagnétique : cadre ou antenne. — Cet organe est constitué soit par un circuit ouvert ou *antenne*, soit par un circuit fermé ou *cadre*; ainsi que nous l'avons indiqué (p. 80), l'antenne de réception doit répondre à des conditions différentes de celle de l'émission; elle doit conserver la plus grande partie de l'énergie qu'elle capte, et n'en rayonner, n'en réfléchir qu'une quantité aussi faible que possible; cependant, dans certains postes (postes côtiers, de bord, par exemple), l'antenne sert indifféremment à l'émission et à la réception. Lorsqu'on désire uniquement recevoir, l'antenne n'a pas besoin d'avoir un développement comparable à celui d'une antenne d'émission; une nappe de quelques fils de cuivre horizontaux à faible hauteur du sol, de longueur variable suivant la longueur d'onde que l'on désire recevoir, suffisent en général. D'ailleurs, on se sert peu d'antenne à la réception; depuis la découverte des amplificateurs à lampes, on utilise surtout des cadres, de dimensions beaucoup plus restreintes et d'un maniement beaucoup plus facile; l'énergie captée par un cadre (1) est généralement plus que suffisante pour obtenir une écoute convenable et sans la présence de parasites atmosphériques, la voie serait largement ouverte à la télégraphie sans fil commerciale à très grande distance; il ne s'agit plus, comme autrefois avant l'apparition

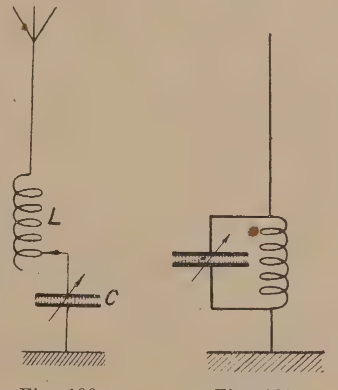


Fig. 160. Fig. 161.

(1) Beaucoup plus faible que celle captée par une antenne.

des amplificateurs, de produire au poste récepteur un très fort champ électromagnétique, mais un champ suffisant pour que dans le téléphone l'intensité des signaux ait une valeur suffisante comparativement à celle des parasites ; un cadre, ou une antenne, de faibles dimensions absorbe peu d'énergie utile, peu d'énergie « parasiteuse » aussi; une forte amplification augmente à la fois signaux et parasites; un cadre de fortes dimensions ne nécessite qu'une faible amplification captant à la fois beaucoup d'énergie utile et parasiteuse.

Fig. 162.

Nous reviendrons en détail sur l'étude des cadres[1].

2° **Organes de sélection et de syntonisation.** — On profite des pouvoirs amplificateurs et sélectifs afférents à la résonance. La longueur d'onde propre de l'antenne ou du cadre diffère de celle à recevoir ; pour être en syntonie avec le poste d'émission, on dispose à la base de l'antenne une self variable qui augmente la longueur d'onde de l'ensemble et une capacité qui la diminue (voir Radiotechnique). Si la capacité est en dérivation aux bornes de la self, son effet est d'augmenter la valeur de λ.

Pour un cadre (fig. 162), la capacité C en série sur le cadre augmente la valeur de λ.

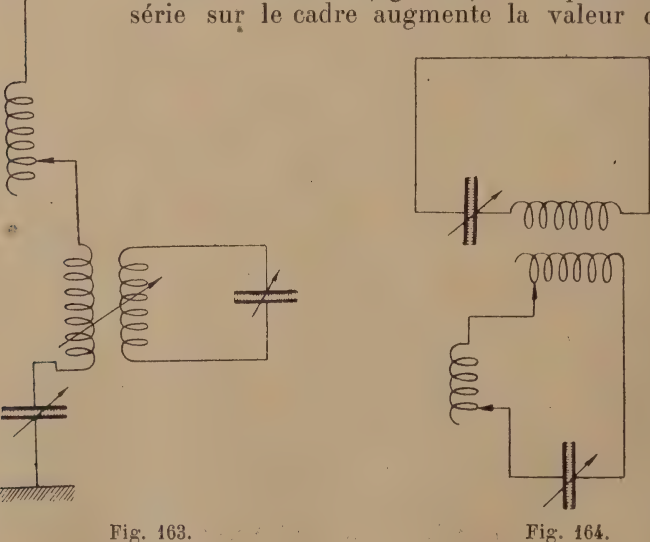


Fig. 163. Fig. 164.

On peut augmenter, si le besoin s'en fait sentir, la sélectivité, en couplant (fig. 163 et 164) d'une manière lâche avec l'antenne ou le cadre, un circuit à condensateur possédant les organes

(1) Voir chapitre sur les cadres, pages 257 et suiv.

de syntonisation (capacité et self). L'énergie utilisable diminue, mais, si le deuxième circuit est peu amorti, la courbe de résonance est extrêmement aiguë et l'emploi d'amplificateurs fait disparaître l'inconvénient de la faible intensité de réception.

Selfs et condensateurs au poste de réception. — Les selfs des circuits primaire et secondaire sont constituées par des bobines de fil, dont on peut prendre au moyen d'un curseur ou d'une manette à plots, un nombre plus ou moins grand de spires; elles sont donc à variations discontinues. Le variomètre étudié dans les « généralités » (1) constitue une self à variations continues, mais il possède l'inconvénient d'introduire en permanence, quelle que soit la valeur de la self, une grande longueur de fil et d'être ainsi une cause d'amortisement. Souvent la self totale du circuit est constituée de deux parties; l'une à grandes variations (20 à 40 spires par plot), l'autre à faibles variations (2 à 6 spires par plot); on manœuvre la grande self et pour chacune de ses positions on fait varier la petite de façon à parcourir toute la gamme des accords.

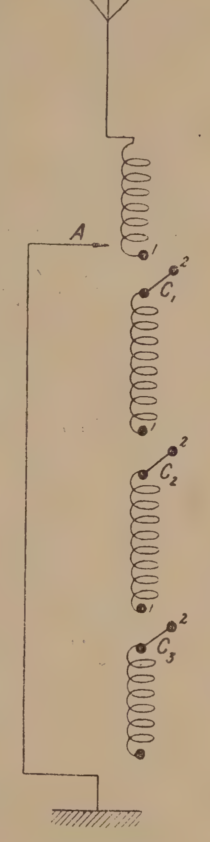


Fig. 165.

Les bobines sont en fil isolé dont la section doit être convenable afin d'éviter un amortissement nuisible.

Parfois, on dispose un certain nombre de commutateurs de *coupure de bouts morts* : C_1 C_2 C_3 par exemple (fig. 165). Supposons la self composée de 4 parties séparées par les commutateurs C_1 C_2 C_3; pour une réception nécessitant une position A du curseur, on coupe la self en C_1; ainsi, on supprime les oscillations qui auraient pu se produire dans la portion inférieure de self non utilisée au détriment de l'énergie reçue pour l'antenne.

Condensateurs. — Les puissances en jeu à la réception, par suite les courants et les différences de potentiel étant très faibles, on adopte des condensateurs à diélectrique air, variables d'une manière continue. Les armatures sont constituées chacune par un ensemble de plaques équidistantes parallèles; ces deux ensembles sont mobiles l'un par rapport à l'autre de telle façon que la surface S des armatures en présence (par suite la capacité $\frac{KS}{4\pi e}$) varie d'une manière continue. Les capacités normales sont de 1 à 4 millièmes de microfarad.

Il est parfois nécessaire de coupler plusieurs condensateurs à

air en parallèle; jamais, à la réception, il n'est utile de les grouper en série, à moins que l'on ne recherche des réglages très précis.

3° **Organe antiparasite.** — Nous examinerons un certain nombre d'appareils utilisés à cet effet[1].

4° **Amplificateurs** (Voir lampes à trois électrodes[2]).

5° **Organes permettant de déceler les oscillations de haute fréquence. Appareils thermiques. Ensemble détecteur-téléphone.** — Les courants qui parcourent les circuits de réception ont une intensité extrêmement faible et possèdent une fréquence très élevée. Pour les déceler, on peut :

1° Ou bien utiliser les effets calorifiques qu'ils produisent par leur passage, et mis en évidence au moyen d'appareils très sensibles;

2° Ou bien transformer, au moyen d'un *détecteur*, l'énergie HF en énergie électrique BF susceptible d'actionner un appareil mécanique très sensible (téléphone) ou même un enregistreur imprimeur.

I. *Appareils thermiques.* — Ces appareils étant inutilisés actuellement à la réception, nous nous contenterons de donner le principe de deux d'entre eux :

Bolomètre (fig. 166). — Sur les deux branches BC et CD d'un pont de Wheatstone sont intercalés deux fils très fins (15 microns par exemple de diamètre) de platine PQ et MN. On

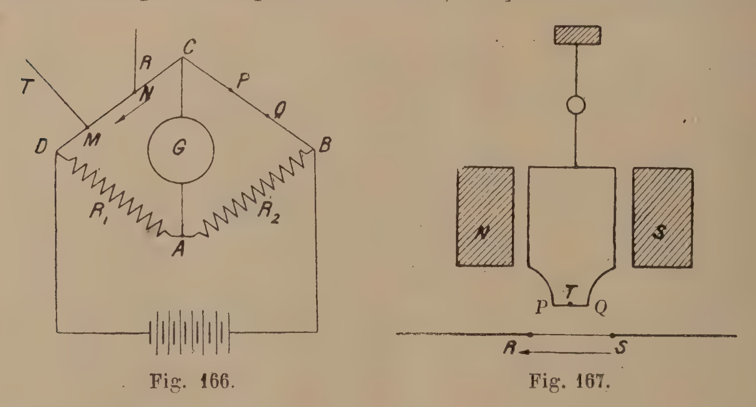


Fig. 166.

Fig. 167.

équilibre le pont au moyen de résistances variables R_1 et R_2; si le fil MN est parcouru par un courant de haute fréquence, la chaleur dégagée dans ce conducteur élève sa température, fait varier sa résistance, détruit donc l'équilibre du pont et donne naissance à un courant continu dans la diagonale AC, courant indiqué par un galvanomètre sensible G,

(1) Pages 267 et 273.
(2) Pages 185 et suiv.

Thermogalvanomètre (fig. 167). — C'est un galvanomètre du type d'Arsonval, dont le cadre ne comprend qu'une spire formée par un couple thermoélectrique PQ dont la soudure chaude T est très rapprochée d'un fil très fin de platine RS parcouru par les courants de HF que l'on désire déceler; l'échauffement du fil RS entraîne par rayonnement celui de la soudure T, donc la naissance d'une f. é. m. dans la spire de très faible résistance qui tourne dans le champ magnétique très intense de l'aimant NS.

Ces appareils ont servi pour effectuer des mesures; mais ils ne sont pas assez sensibles et commodes à la réception. On préfère l'ensemble (détecteur-téléphone) beaucoup plus sensible.

Ensemble détecteur-téléphone. — Si l'on fait parcourir l'enroulement d'un téléphone par des courants de haute fréquence, même si l'on suppose certaines difficultés résolues, la membrane du téléphone reste immobile; l'inertie de la plaque est trop forte pour suivre des fréquences aussi élevées. Si l'on veut utiliser l'appareil si sensible qu'est le téléphone, il faut transformer les courants de haute fréquence en courants susceptibles d'actionner la membrane; dans ce but, on se sert de propriétés spéciales présentées par certains conducteurs appelés *détecteurs*.

Caractéristique d'un détecteur. — Si aux extrémités d'un conducteur BC ordinaire (fig. 168) (fil de cuivre par exemple), on

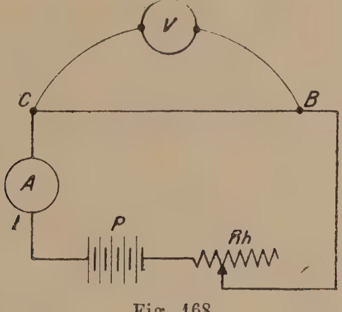


Fig. 168.

applique une différence de potentiel V, on constate la naissance d'un courant I; si l'on double, triple, etc., la différence de potentiel, on constate que I devient double, triple, etc.; autrement dit, il y a proportionnalité entre l'intensité qui parcourt CB et la différence de potentiel aux bornes dudit conducteur; le quotient constant $\frac{V}{I}$ est ce que l'on appelle la *résistance* de CB (Loi d'Ohm). Si l'on change le sens du courant dans CB en permutant les connections des pôles de la pile P, on constate une même intensité du courant dirigé en sens inverse pour une même différence de potentiel; la résistance opposée au courant

par le conducteur est indépendante du sens de passage du cou-

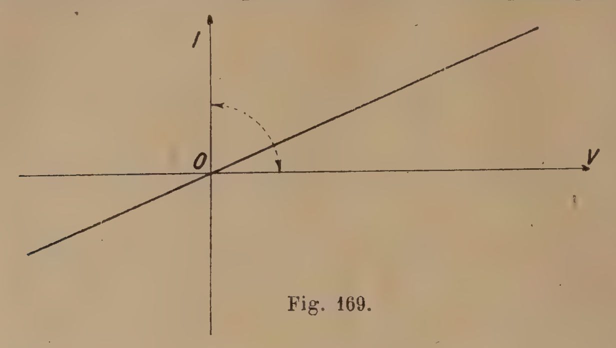


Fig. 169.

rant; si l'on porte en abscisses les valeurs de V, en ordonnées celles de I, on obtient une droite (fig. 169) *caractéristique* des propriétés du conducteur CB : $\frac{V}{I} = cte.$

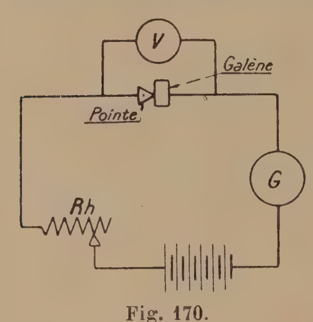


Fig. 170.

Exécutons les mêmes opérations, le conducteur CB étant remplacé par un contact entre une galène et une pointe métallique (fig. 170); les courants en jeu sont très faibles et mesurés au moyen de dispositifs appropriés; pour toute valeur de la différence de potentiel entre galène et pointe métallique, notons l'intensité du courant, celui-ci étant d'abord dirigé dans un sens, puis dans l'autre et portons comme pré-

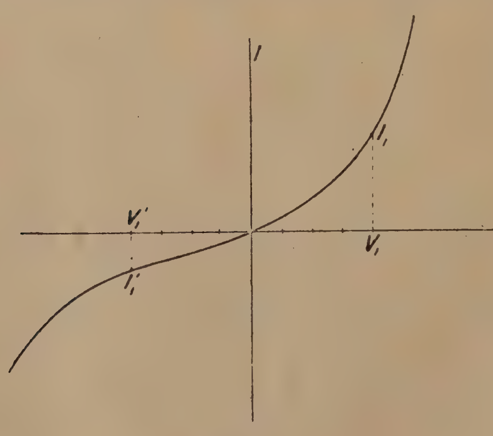


Fig. 171.

cédemment en abscisses les valeurs de V et en ordonnées les

valeurs de I; on obtient une courbe *caractéristique* du contact (fig. 171); on constate que :

1° Le quotient $\frac{V}{I}$ n'est pas constant; la différence de potentiel devenant double, il n'en est pas de même de l'intensité, l'ensemble conducteur n'obéit pas à la loi d'Ohm.

2° Pour des différences de potentiel égales en valeur absolue, mais de signes contraires, l'intensité du courant n'atteint pas la même valeur; la résistance opposée par le courant est différente suivant le sens du courant.

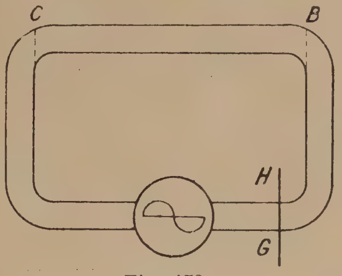
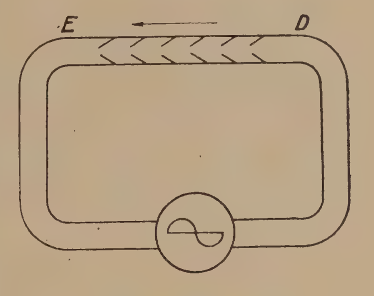


Fig. 172.

Analogies. — De même que l'on peut assimiler un conducteur ordinaire à un tuyau de verre par exemple, traversé par la même intensité absolue I de courant d'eau lorsqu'on établit à ses extrémités des différences de pression opposées (fig. 172), de même on peut assimiler un détecteur à un tuyau DE (fig. 173) couvert dans sa partie interne de valvules élastiques qui s'ouvrent facilement suivant une certaine loi et laissent passer le courant lorsque celui-ci est dirigé de D en E.



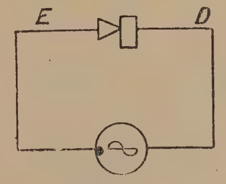


Fig. 173.

Ainsi l'on conçoit qu'une f. é. m. alternative de HF débitant à travers la résistance de cuivre BC soit sans action sur un appareil mécanique qui fonctionne avec un courant de basse fréquence ou continu; la somme des quantités d'électricité qui, dans un certain intervalle de temps, traversent une section GH du circuit est nulle. La même f. é. m. débitant sur un circuit comprenant un détecteur ED, les quantités d'électricité qui traversent dans le sens DE l'emportent sur celles qui passent en sens inverse et tout a lieu en définitive comme si un courant constant traversait le circuit total; plus la différence de résistance pour les deux sens de courant est grande, mieux le détecteur fonctionne; celui-ci serait parfait si pour le sens ED les valvules se fermaient complètement, opposant une résistance infinie au passage du courant [1].

(1) Le courant est analogue au courant pulsatoire du sang dans les veines et artères.

Principe de la réception des ondes amorties. — Nous sommes à même de comprendre le mode de réception des ondes amorties au moyen de l'ensemble détecteur téléphone. Le poste d'émission envoie un certain nombre de signaux Morse; supposons qu'il émette la lettre *a* constituée par un point d'une durée de

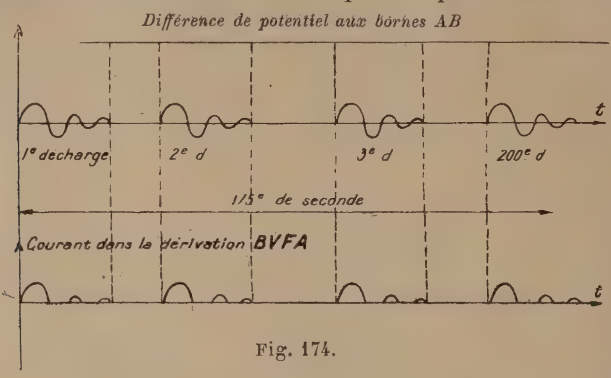


Fig. 174.

$\frac{1}{5}$ de seconde par exemple, suivi d'un trait de $\frac{3}{5}$ de seconde; pendant $\frac{1}{5}$ de seconde, l'agent appuie sur le manipulateur M d'émission, le condensateur se charge et se décharge $\frac{1000}{5}$ fois, par ex.

Chaque étincelle envoie un train d'ondes amorties qui viennent induire dans l'antenne de réception et par suite dans le secondaire couplé une f. é. m. HF amortie, si bien qu'il existe aux bornes AB une différence de potentiel oscillante amortie HF dont la forme est représentée sur la figure 174.

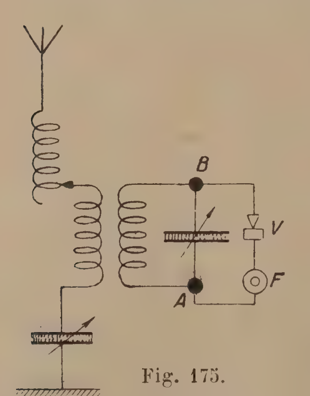


Fig. 175.

Si l'on fait agir cette différence de potentiel sur un circuit BVA (fig. 175) comprenant un détecteur V de très forte résistance et un écouteur F, on se rend compte que pour les différences de potentiel d'un certain sens (choisi comme positif) un courant passe à travers l'ensemble détecteur-téléphone; pour les différences de potentiel de sens inverse, l'intensité de ce courant est très diminuée, voire même nulle; chaque train d'onde donne lieu au passage d'une succession très rapide de courants tous de même sens concourant à produire une attraction de la plaque de l'écouteur, qui cesse à la fin du train d'ondes; comme le poste d'émission envoie 1 000 trains d'ondes par seconde, la plaque du téléphone est attirée et abandonnée mille fois par seconde;

pendant $\frac{1}{5}$ de seconde, durée du point, elle vibre, rendant un son dont la hauteur est égale à 1 000.

La forme de la caractéristique d'un détecteur renseigne immédiatement sur son mode d'utilisation. D'une manière

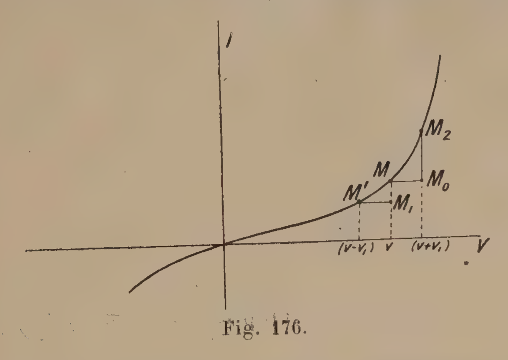


Fig. 176.

générale, il y a avantage à établir aux bornes du détecteur une différence de potentiel v permanente correspondant à un changement de pente rapide de la caractéristique (fig. 176) et à superposer à cette valeur v constante la différence de potentiel oscillante; la différence de potentiel variant entre $(v + v_1)$ et $(v - v_1)$ [1], le courant aux bornes du détecteur subit des variations M_1M et M_0M_2 très différentes par suite des différences d'inclinaison de la courbe de part et d'autre du point M. Pour certains détecteurs (à galène par exemple), le point de sensibilité maxima (brusque changement de pente) est à l'origine (fig. 177) et il est inutile d'utiliser une différence de potentiel auxiliaire.

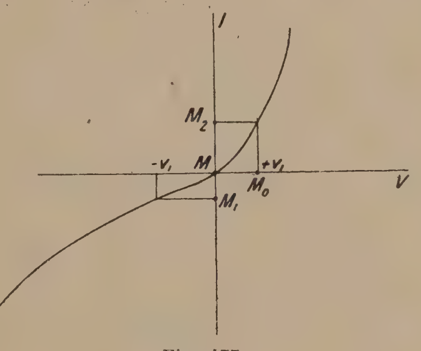


Fig. 177.

Divers types de détecteurs. — Le premier utilisé fut le cohéreur de Branly. Bientôt on fit usage du détecteur électrolytique Ferrié, des détecteurs à cristaux; actuellement, dans la plupart des postes fixes, on se sert du détecteur à lampes.

a) Détecteur électrolytique. — Dans un vase (fig. 178) rempli d'électrolyte (acide sulfurique dilué) plongent deux électrodes, l'une formée d'un fil de platine d'environ $\frac{1 \text{ à } 2}{100}$ de mm. de dia-

(1) v_1 est l'amplitude de la différence de potentiel haute fréquence.

mètre, l'autre constituée par une plaque de métal; la caractéristique de ce détecteur conduit à établir à ses bornes une différence de potentiel constante, réglable grâce à l'emploi d'un potentiomètre; le téléphone est parcouru en permanence par un courant continu très faible; la différence de potentiel alternative appliquée entre les points A et B produit une variation

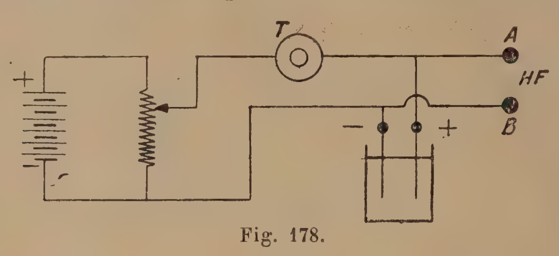


Fig. 178.

du courant qui traverse le téléphone, provoquant l'attraction de la plaque.

b) Détecteur à cristal. — Constitué généralement par l'un des assemblages suivants :

Pointe métallique — carborandum.
Pointe métallique — galène.
Pointe métallique — bioxyde de manganèse.
Pointe métallique — pyrite de fer.
Pointe métallique — tellure.
Pointe métallique — silicium.

La combinaison la plus souvent employée est la deuxième (pointe métallique-galène). Les propriétés détectrices d'un même échantillon diffèrent essentiellement suivant le point de contact; aussi est-il nécessaire de construire un tel détecteur de manière à ce qu'il soit possible de choisir facilement le point de contact; un mode de déplacement du cristal, des articulations convenables du système porteur de la pointe permettent ce résultat.

Ces détecteurs présentent une forte résistance de plusieurs milliers d'ohms;

c) Détecteur à lampe (Voir étude des lampes à trois électrodes (p. 182 et suiv.).

En dehors de ces détecteurs, il existe un grand nombre d'autres types peu ou pas utilisés actuellement (détecteurs magnétiques, par exemple).

6° **Système enregistreur. Téléphone.** — Nous ne dirons rien sur la théorie bien connue du téléphone; en T. S. F., on cherche à obtenir une grande sensibilité en bobinant autour des électros un grand nombre de tours de fil de cuivre : la résistance ohmique de semblables écouteurs est donc assez grande : 2 000 à 3 000 ohms. On fait en sorte que la période propre de

la plaque ne soit pas trop éloignée de celle du courant alternatif obtenu après détection, afin d'obtenir une intensité maxima de mouvement vibratoire.

Le téléphone est un appareil extrêmement sensible ; un courant efficace inférieur à 1 micro-ampère suffit pour l'actionner.

Depuis quelques années, grâce toujours à l'emploi d'amplificateurs, on cherche à obtenir une impression directe des signaux reçus. Nous reviendrons sur ce sujet à propos de la réception des ondes entretenues, après l'étude des lampes à trois électrodes.

III. — ASSEMBLAGE DES ORGANES D'UN POSTE DE RÉCEPTION

Qualités à remplir par un poste récepteur suivant son usage. — La constitution d'un poste de réception dépend des conditions d'emploi et du but que l'on se propose :

1° *Un poste mobile* (bateau, avion, armée, etc.) doit être à même d'entendre des émissions faites par des postes bien différents; il doit donc posséder un système capable de rendre audible toute émission comprise entre de larges limites de longueur d'onde : *position de veille ou d'attente*; s'il désire recevoir spécialement une seule émission avec une forte intensité, il doit pouvoir la séparer de toutes celles qui le gênent sur la position de veille et disposer, par conséquent, d'un système particulièrement sélectif : *position de syntonie*; un commutateur fermé, suivant le cas, sur l'un ou l'autre des deux plots « veille » — « syntonie » permet d'obtenir le résultat cherché ; le déplacement de ce commutateur change la disposition d'un circuit de réception, lui conférant l'une ou l'autre des deux propriétés précédentes.

2° *Un poste fixe commercial* est généralement spécialisé à la réception d'un seul correspondant; ses organes peuvent être compliqués étant réglés une première fois; les retouches à effectuer dans la suite ne peuvent être que très faibles. Ici on recherche une très bonne protection contre les brouillages et les parasites; un changement de correspondant entraîne des réglages longs et difficiles. Le système de veille n'existe généralement pas.

Nous nous proposons d'étudier les différents montages utilisés :

Réception directe. — Le procédé de la figure 179 n'est employé que dans le cas où le détecteur présente une faible résistance (détecteur magnétique, par exemple). Tel n'est pas le cas lorsqu'on utilise un détecteur à cristal de forte résistance (2 000 à 3 000 ohms) qui, interposé dans l'antenne, amortirait

la réception et rendrait impossible toute sélection. Le dispositif de la figure 180 est au contraire assez souvent utilisé pour les

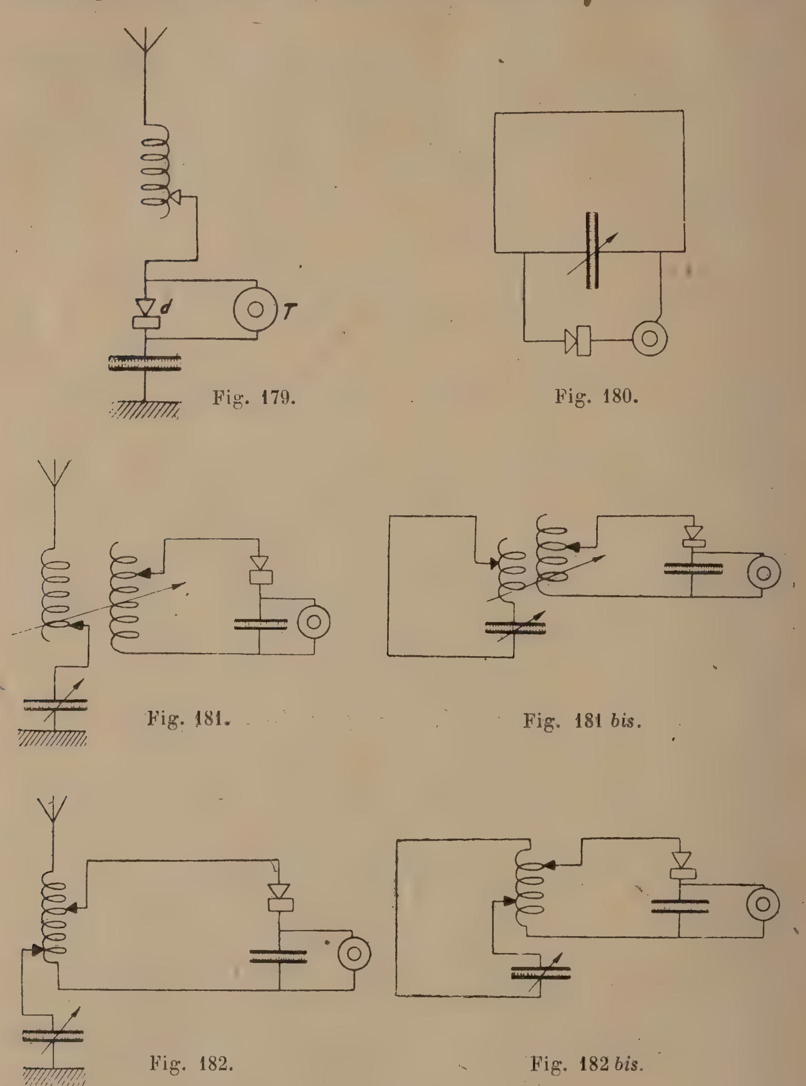


Fig. 179.

Fig. 180.

Fig. 181.

Fig. 181 *bis*.

Fig. 182.

Fig. 182 *bis*.

postes fixes; la capacité sert à régler la résonance et l'ensemble (détecteur-téléphone) est branché aux bornes de cette capacité.

2° **Réception indirecte. Divers montages.** — C'est le dispositif généralement en usage. Le couplage entre l'antenne ou cadre

(circuit primaire) avec le deuxième circuit (secondaire) est un couplage Tesla ou Oudin. Le secondaire est périodique ou apériodique suivant le but que l'on se propose ; en apériodique,

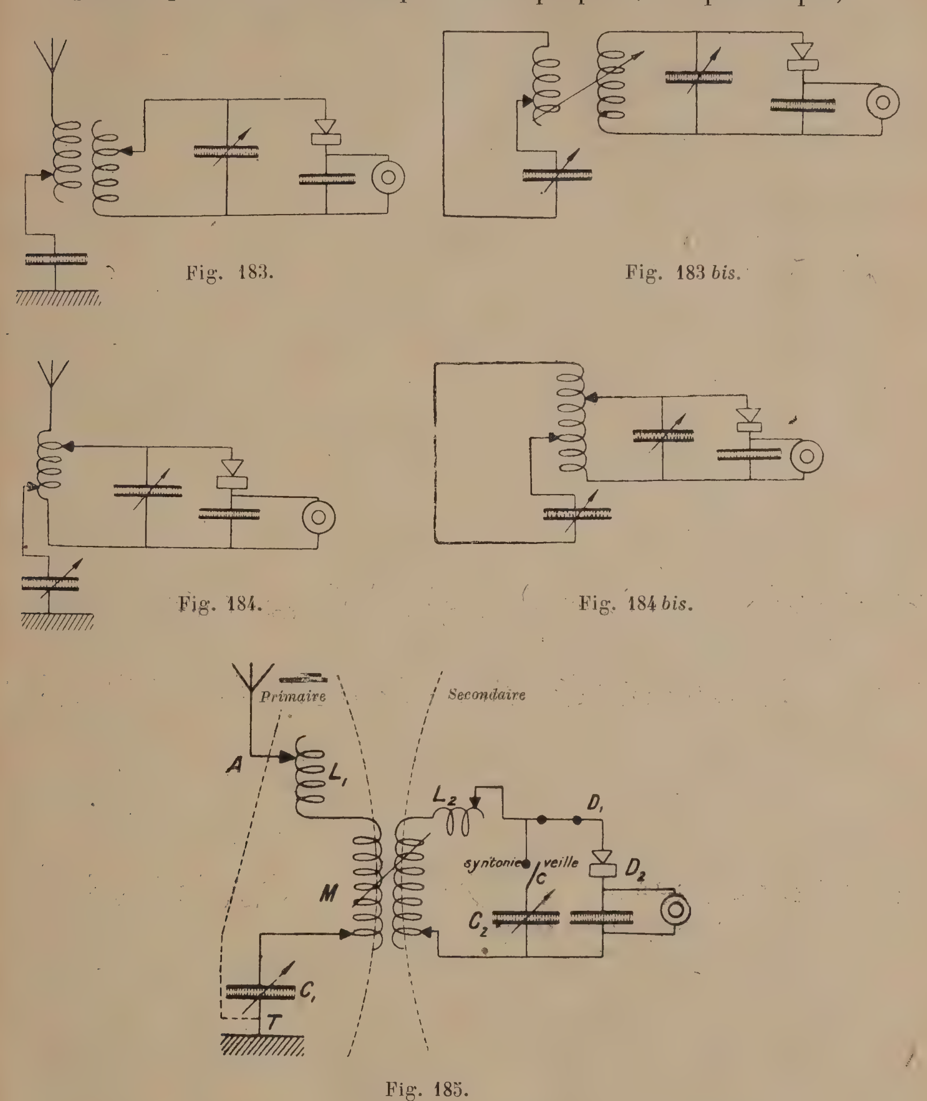


Fig. 183.

Fig. 183 *bis*.

Fig. 184.

Fig. 184 *bis*.

Fig. 185.

la courbe de résonance est très aplatie ; en périodique, la syntonie est très aiguë.

Nous examinerons plus particulièrement le poste représenté par les figures 185 et 185 *bis*.

Un tel poste permet :

1° La réception avec secondaire apériodique, le commutateur C étant disposé sur le plot « veille »;

2° La réception avec secondaire périodique, le commutateur C étant placé sur le plot « syntonie ».

Dans la première position, on capte toute émission dans une large limite de longueur d'onde; dans le deuxième, le condensateur C_2 étant en circuit, la syntonie est très aiguë et l'on peut

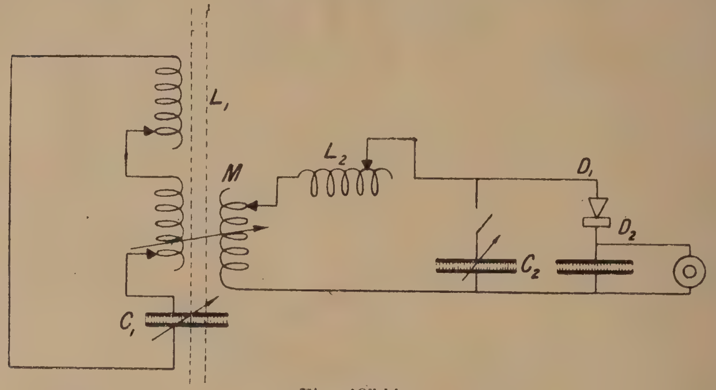


Fig. 185 *bis*.

séparer dans une certaine mesure un poste d'un autre, fonctionnant sur une longueur d'onde voisine.

Une même boîte, dite boîte de réception, renferme :

1° La self L_1, variable d'une façon discontinue;

2° La capacité C_1, variable d'une façon continue;

3° La self L_2, variable d'une manière discontinue;

4° La capacité C_2, variable d'une manière continue;

5° Le système de couplage, variable d'une manière continue; commutateur accouplement;

6° Le commutateur veille-syntonie;

7° Les deux bornes A et T;

8° Les deux bornes D_1 et D_2 pour le détecteur;

9° Une mâchoire pour casque de téléphone.

Réglage d'un poste de réception. — Les opérations à effectuer pour recevoir un poste sont :

1° Réglage du détecteur;

2° Réglage du circuit de l'antenne ou du condensateur du cadre;

3° Réglage du secondaire.

1° *Réglage du détecteur.* — A proximité de l'antenne ou du cadre, on met en action un vibrateur ou buzzer, semblable à une sonnerie sans timbre et de période musicale; ainsi on induit dans l'antenne une f. é. m. oscillante, produisant un son

dans le téléphone si le détecteur est bien réglé; on cherche sur la galène un point sensible.

2° *Réglage du primaire.* — Pour effectuer une réception, étant sur position veille avec un couplage serré, on cherche le maximum de son au téléphone en réglant la capacité et la self primaire; le circuit d'antenne est alors en résonance avec le poste d'émission.

3° *Réglage du secondaire.* — On passe sur la position *syntonie* et l'on règle self et capacité secondaire jusqu'au maximum de son; le réglage est très précis; afin d'obtenir une courbe de résonance très aiguë, on diminue le couplage, autant que le permet l'intensité de la réception.

On peut étalonner le circuit primaire et secondaire en fonction de la capacité et de leur self au moyen d'un contrôleur d'onde; pour chacun de ces circuits, un tableau à double entrée fournit pour chaque système de valeur de self et de capacité la longueur d'onde correspondante.

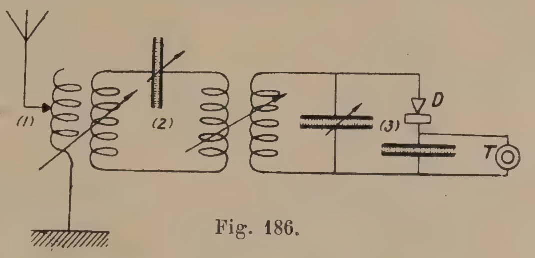


Fig. 186.

3° Réception indirecte à trois circuits. — Pour améliorer la syntonie, on intercale un circuit dit *circuit filtreur* (fig. 186) : celui-ci, à résonance très aiguë, transmet au troisième circuit les oscillations pour lesquelles il est réglé et ne transmet que très faiblement les autres.

La sélection est très bonne surtout si les couplages entre circuits sont faibles; mais la manœuvre de l'appareil est trop complexe pour que le système soit pratique.

Description de quelques boîtes de réception. — *Boîte C. G. R. dite « de chalutier »* (fig. 187). Couplage Tesla avec secondaire apériodique — la capacité C_1, le commutateur C étant sur le plot 1, est en série sur l'antenne; en parallèle avec la self pour les fortes longueurs d'onde lorsque c'est sur le plot (2).

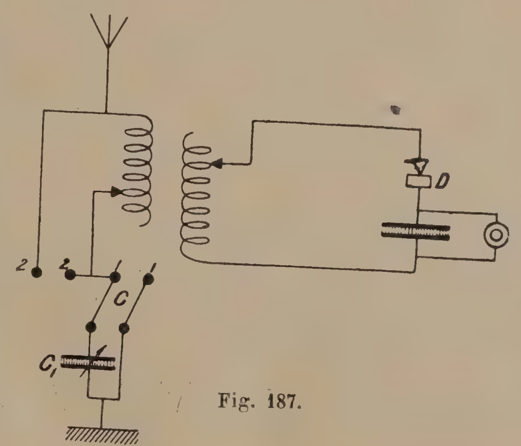


Fig. 187.

Résonateur de la télégraphie militaire ou récepteur T. M. (fig. 188). — Il comprend : *une self d'antenne* à plots, en deux parties, l'une à grandes variations, et l'autre à petites variations ; un condensateur d'antenne C_v toujours en série avec l'antenne et que l'on peut employer soit seul, soit en parallèle avec un condensateur C_f fixe ; on peut aussi le court-circuiter ; *un secondaire* constitué par une self S_2 à plots et un condensateur

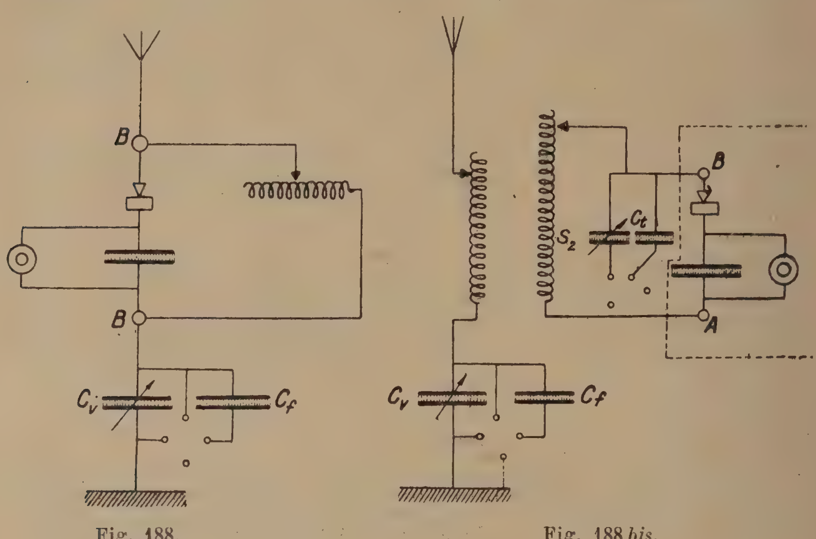


Fig. 188. Fig. 188 *bis*.

variable C_t, les condensateurs secondaires sont reliés à la boîte des détecteurs par deux plots A et B. On fait varier l'accouplement soit en déplaçant latéralement la self secondaire (tiroir), soit en la faisant tourner. Dans la position « veille », un commutateur relie directement le circuit détecteur téléphone à la self d'antenne ; on a ainsi un couplage en Oudin avec secondaire apériodique.

Nous n'insisterons pas davantage sur la description d'appareils de réception, notre but n'étant pas d'établir une nomenclature des boîtes de réception en usage. Nous préciserons certains points après l'étude des lampes à propos de la réception des ondes entretenues.

ÉMISSION DES ONDES ENTRETENUES

CHAPITRE III

LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

I. Phénomène physique sur lequel est basé l'emploi des lampes. — Émission de charges négatives par un filament incandescent.
Lampe à deux électrodes : caractéristiques.
Applications des lampes à deux électrodes.
Lampe à trois électrodes : caractéristique du courant plaque filament.
Courant grille filament. — Circuit de plaque. — Circuit de grille. — Résistance de l'espace filament plaque. — Résistance de l'espace filament grille.
Divers modèles de lampes à trois électrodes.
II. Lampe génératrice d'oscillations entretenues. — Généralités. — Étude d'une analogie mécanique.
Génération d'ondes entretenues au moyen des lampes à trois électrodes. — Divers montages; circuit oscillant sur le circuit plaque : couplage magnétique grille plaque. — Couplage électrique grille plaque. — Couplage mixte. — Application : hétérodyne. — Excitation séparée. — Circuit oscillant sur le circuit grille : couplage magnétique grille plaque. — Divers types de lampes utilisées.
Limite d'entretien; propriétés du fonctionnement d'une lampe dans le voisinage de la limite d'entretien : période des oscillations. — Amplitude. — Rendement. — Stabilité.
III. Lampe détectrice. — Généralités. — Emploi de la courbure de la caractéristique de plaque. — Emploi de la courbure de la caractéristique de grille.
IV. Lampe amplificatrice. — Généralités. — Divers types d'amplificateurs : Amplificateurs à transformateurs à basse fréquence — à haute fréquence. — Amplificateurs à résistance. — Amplificateurs à résonance. — Divers montages d'amplificateurs.

ÉTUDE DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

Généralités. — Depuis quelques années, l'usage des lampes à trois électrodes a complètement transformé la technique de la T. S. F.; tant à l'émission qu'à la réception, ces appareils sont universellement utilisés. Pour ne pas disséminer leur étude dans les différentes parties de ce cours, nous rassemblerons en un chapitre tout ce qui concerne leur technique et nous examinerons successivement les divers points suivants :

1° Phénomène physique sur lequel est basé l'emploi des lampes;
2° Lampe génératrice d'oscillations entretenues;
3° Lampe détectrice;
4° Lampe amplificatrice.

I. — PHÉNOMÈNE PHYSIQUE SUR LEQUEL EST BASÉ L'EMPLOI DES LAMPES

Émission de charges négatives par un filament incandescent. — 1° Nous rappellerons d'abord un phénomène étudié en électrostatique : deux conducteurs (fig. 189) chargés d'électricité de noms contraires s'attirent; si l'un de ces conducteurs (fig. 190), constitué par une plaque de forte surface chargée positivement, est maintenu fixe, l'autre conducteur supposé de masse matérielle négligeable, est attiré par la plaque fixe. L'attraction fait place à une répulsion si plaque et conducteur F sont chargés d'électricité de même nom.

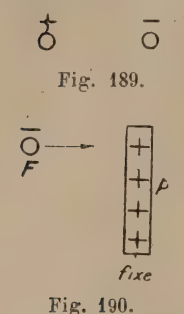


Fig. 189.

Fig. 190.

2° De nombreuses études, dans de nombreux domaines, ont amené à considérer un courant électrique comme constitué par le déplacement entre les atomes du conducteur de corpuscules d'électricité négative, appelés *électrons*. Si (fig. 191), dans un circuit, on dispose une source (pile, accumulateur, dynamo, etc.) on crée par là même à l'intérieur du conducteur un champ électrique; les électrons, grains immatériels et très ténus d'électricité négative se déplacent entre les atomes du conducteur, en suivant les lignes de force du champ électrique vers les potentiels croissants; leur mouvement est donc inverse de celui conventionnellement adopté comme sens du courant (1)

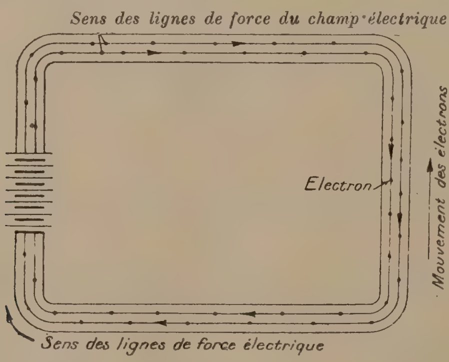


Fig. 191.

Dans les conditions ordinaires de température, les électrons ne quittent pas le conducteur; si l'on porte ce dernier à l'incandescence, il y a émission extérieure.

(1) Il suffit de se rappeler qu'une ligne de force électrique est le chemin suivi par une masse électrique positive; l'électron, masse négative se déplace donc en sens inverse.

Lampe à deux électrodes : caractéristiques. — Disposons (fig. 192) à l'intérieur d'une lampe *à vide très poussé*, un filament E chauffé par le passage d'un courant, produit par une pile P′; si l'on place en face une plaque P portée à un potentiel supérieur à celui de E (fig. 192), les électrons négatifs émis par suite de la haute température du filament sont attirés par la plaque et leur déplacement provoque la naissance d'un courant I_p à l'intérieur de l'espace vide, dirigé de la plaque au filament; ce courant, appelé *courant plaque filament*, se ferme en suivant le trajet EOABPE ; un milliampèremètre B mesure son intensité.

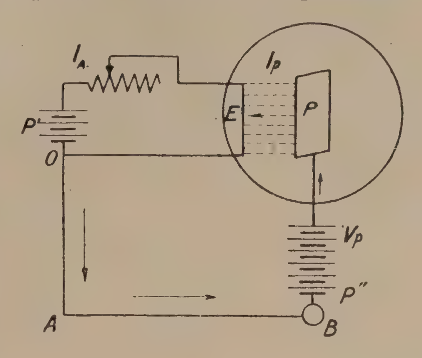
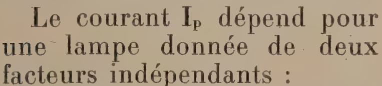


Fig. 192.


Le courant I_p dépend pour une lampe donnée de deux facteurs indépendants :

1° Température du filament, ou, quantité plus facile à mesurer, courant de chauffage I_A du filament.

2° Potentiel[1] V_p de la plaque ou sensiblement f. é. m. des piles de plaque P″.

Le point O est pris comme origine des potentiels ou comme potentiel 0.

Laissons d'abord l'intensité I_A *constante et égale à* $0^A,65$ par exemple, — faisons varier le potentiel V_p et notons pour

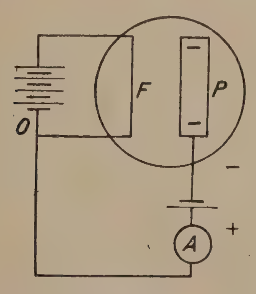


Fig. 193.

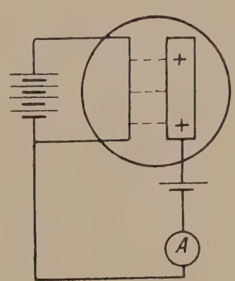


Fig. 194.

chacune de ses valeurs l'intensité du courant I_p. Lorsque le potentiel de la plaque est négatif (fig. 193) (une pile avec le + pôle au point O), aucun courant n'existe entre plaque et filament; les électrons sont repoussés par la plaque chargée négativement.

(1) D'une manière plus précise, V_p représente la différence de potentiel entre la plaque et le filament.

A partir du moment où V_p dépasse la valeur 0, un courant prend naissance; I_p croît proportionnellement au nombre de piles ou accumulateurs; l'espace vide compris entre le filament et la plaque se conduit pour des variations de potentiel comme un conducteur normal de très forte résistance; le quotient d'une variation du potentiel V_p par la variation correspondante du courant I_p est constant et caractérise ce que l'on appelle la *résistance de la lampe à deux électrodes*; mais, arrivé à une certaine valeur de V_p, l'augmentation de I_p cesse de se produire; le courant plaque filament a atteint la valeur

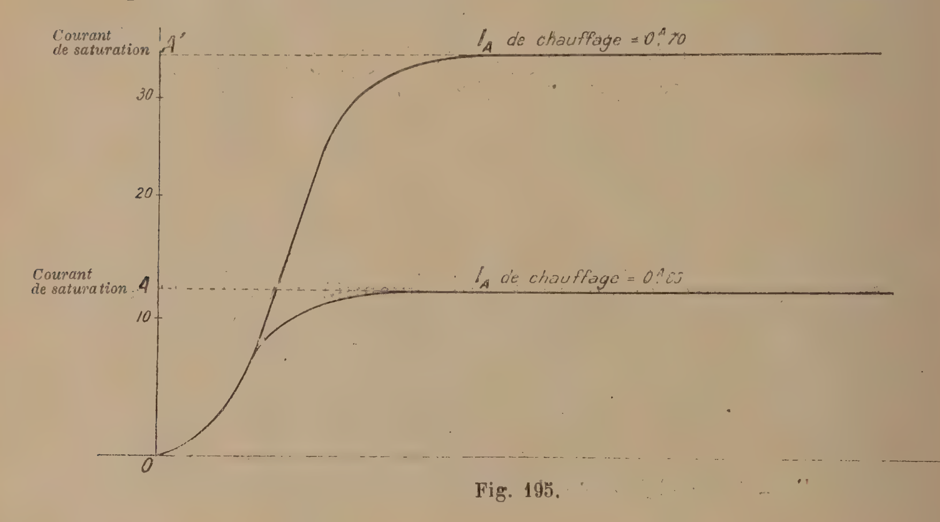


Fig. 195.

maxima I_{ps} correspondant au courant de chauffage $0^A,65$; le filament cède tous les électrons que sa température lui permet d'émettre et ceux-ci sont aspirés en totalité par la plaque portée à un haut potentiel; I_{ps} est ce que l'on appelle le courant de *saturation* correspondant au courant de chauffage $0^A,65$.

Si l'on augmente la température du filament en donnant à I_A une valeur de $0^A,70$, la même suite d'opérations montre qu'au début, le courant I_p prend la même valeur pour un même potentiel V_p qu'avec le chauffage $0^A,65$; mais la température du filament étant plus élevée, le nombre d'électrons qu'il peut dégager est supérieur à ce qu'il était précédemment et le courant de saturation atteint une valeur plus forte.

Pour une *lampe donnée*, le courant de saturation *maximum dépend* de l'intensité maxima que le filament est capable de supporter.

Applications de la lampe à deux électrodes : 1° *Comme détecteur.* — Reprenons un schéma (fig. 196) déjà étudié à propos de la réception des ondes amorties; entre les points A

et B existe une différence de potentiel oscillante amortie; le point O étant choisi comme potentiel 0, la plaque P est portée alternativement à des potentiels positifs et négatifs; dans le premier cas, il y a passage de courant I_p dans le circuit

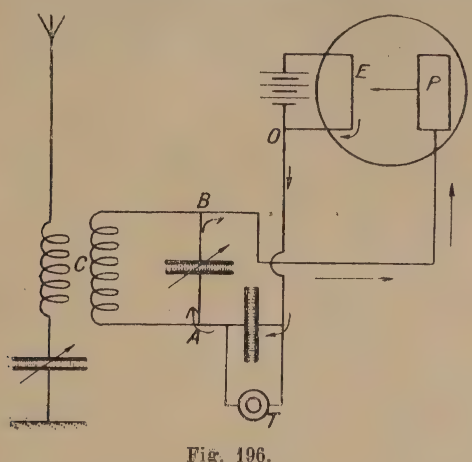


Fig. 196.

PEOABP dirigé dans le sens indiqué; pour un potentiel négatif de P, aucun passage de courant; en définitive, à un train d'ondes correspond une suite de courants très rapprochés, tous de même sens et qui produisent une attraction de la plaque du téléphone. On pourrait aussi utiliser le coude supérieur des caractéristiques; alors une alternance positive n'entraînerait

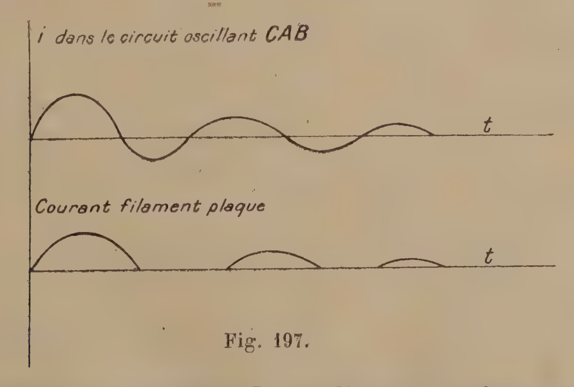


Fig. 197.

aucune variation du courant I_p, tandis qu'une alternance négative produirait une diminution.

2° Pour la charge d'accumulateurs, il est possible de se servir d'appareils basés sur les propriétés des lampes à deux électrodes, lorsqu'on dispose d'une source à courant alternatif; il suffit, en somme, de détecter ce courant, afin d'obtenir à l'in-

térieur des accumulateurs même sens de courant pour la charge.

II. Lampe à trois électrodes : caractéristiques du courant plaque filament. — Considérons (fig. 198) une lampe à deux électrodes dont la plaque est portée à un potentiel positif suffisamment élevé ; un courant plaque filament *égal au courant de saturation* correspondant au chauffage I_A circule à travers la

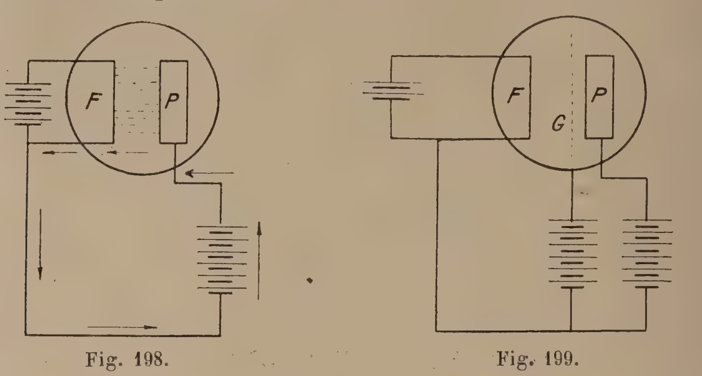


Fig. 198. Fig. 199.

lampe; si l'on intercale entre F et P (fig. 199) un conducteur non opaque, *appelé grille*, constitué par un cadre métallique entre deux côtés parallèles duquel sont tendus des fils conducteurs, on conçoit que le potentiel de cette grille n'est pas sans influence sur le courant I_P entre le filament et la plaque; c'est cette influence que nous nous proposons d'étudier.

Le problème est un peu plus complexe que celui examiné à propos des lampes à deux électrodes. L'intensité I_P est ici fonction :

1° De la température du filament ou du courant de chauffage I_A;

2° Du potentiel V_P de la plaque [1];

3° Du potentiel V_G de la grille [1].

Ces trois facteurs I_A, V_P et V_G étant connus, l'intensité I_P est fixée pour une lampe donnée.

Si l'on donne à I_A une valeur fixe $0^A,65$ et à V_P la *valeur 150 volts*, I_P ne dépend plus que du potentiel V_G de la grille (fig. 200). Pour des potentiels fortement négatifs de la grille, les électrons qui se dirigeaient vers la plaque sont repoussés et cette répulsion est d'autant plus grande que V_G est plus négatif ; le courant I_P est alors nul.

$I_A = 0^A65$ $V_p = 150^V$ $I_p = 0$ $V_g = -15$

Fig. 200.

Au fur et à mesure que V_G augmente algébriquement, l'action

(1) D'une manière plus précise V_P désigne la différence de potentiel entre la plaque et le filament et V_G entre la grille et le filament.

de la grille diminue et des électrons attirés par la plaque P, d'autant plus que V_P est grand, réussissent à passer entre les mailles de la grille, même si celle-ci est à un potentiel négatif.

A partir de ce moment, il y a croissance du courant I_P, proportionnelle à l'augmentation du potentiel de grille ; ce résultat

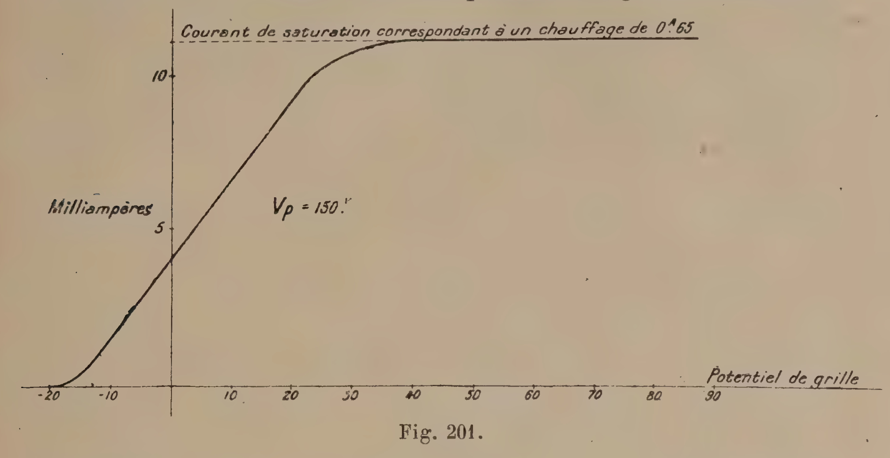


Fig. 201.

subsiste jusqu'à une certaine valeur de V_G à partir de laquelle toute augmentation de ce facteur reste sans influence sur le courant I_P ; celui-ci possède alors une valeur sensiblement égale à celle qu'il aurait en l'absence de la grille (fig. 201), soit au courant de saturation correspondant au chauffage de $0^A,65$.

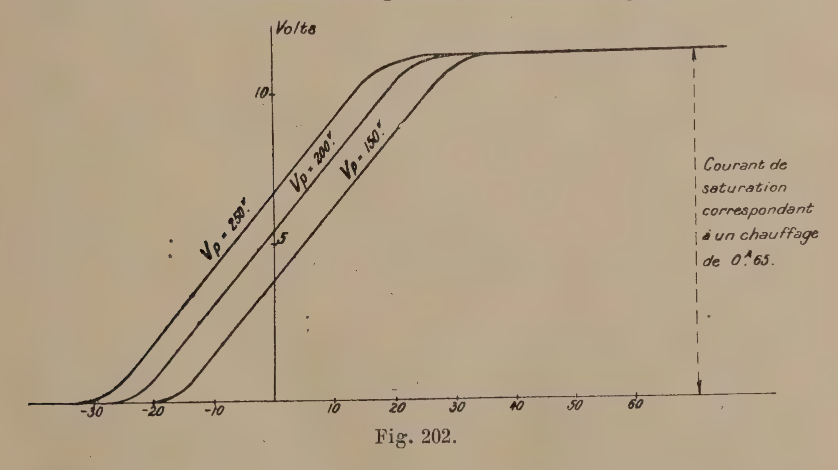


Fig. 202.

Effectuons les mêmes opérations pour une valeur plus forte de V_P, 200 volts par exemple, I_A conservant la même intensité $0^A,65$; on constate que le courant I_P prend naissance pour des potentiels de grille beaucoup plus faibles algébriquement que

précédemment; ceci est normal puisque l'attraction des électrons par la plaque est supérieure à ce qu'elle était; la courbe de variation de I_P se déduit de celle obtenue pour un potentiel de 150 volts par une translation vers la gauche; ce résultat nous montre que le courant maximum obtenu pour les fortes valeurs de V_G a même intensité que si V_P était égal à 150 volts; ce résultat est évident puisque la valeur maxima de I_P est égale au courant de saturation de la lampe à deux électrodes correspondant au chauffage de $0^A,65$.

En définitive, on obtient pour une valeur constante de I^A

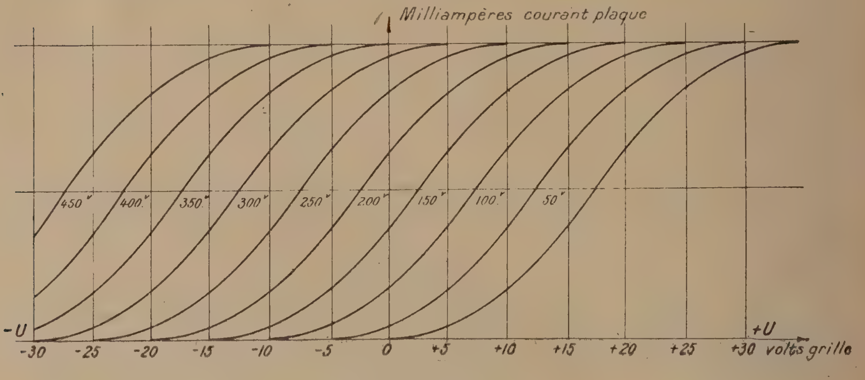


Fig. 202 *bis*.

égale à $0^A,65$ une série de *courbes caractéristiques* du courant-plaque (fig. 202 et 202 *bis*).

Si l'on répète les mêmes opérations pour un courant de chauffage $I_A = 0^A,70$, successivement pour des valeurs V_P égales à 150 et 200 volts, on obtient deux caractéristiques se déduisant l'une de l'autre par une translation; comparons la courbe ($I_A = 0^A,65$, $V_P = 150$ v.), à la courbe ($I_A = 0^A,70$, $V_P = 150$ v.), la température du filament dans le 2e cas étant supérieure, le courant d'électrons I_P pour une même valeur du potentiel de grille est plus fort; en particulier, sa valeur maxima correspondant au courant de saturation pour le chauffage de $0^A,70$ est bien supérieure à ce qu'elle était précédemment; il suffit de se reporter à la figure 195. La figure 203 représente les résultats.

On peut concrétiser d'une manière grossière ces divers phénomènes et assimiler[1] la grille à une lame opaque indéfinie vers le haut et d'autant plus abaissée que le potentiel de la grille est plus faible, le niveau OH correspondant au potentiel 0.

Pour un potentiel OA négatif (point A en dessous de OH), la lame supprime tout passage d'électrons (fig. 204); pour une

(1) Figures 204 et suivantes.

valeur moins négative (fig. 205), quelques électrons réussissent

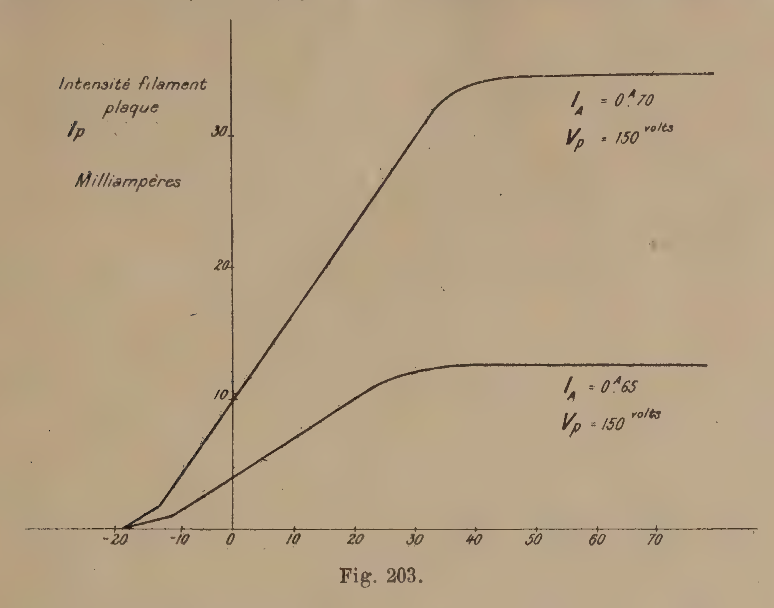


Fig. 203.

à s'échapper par-dessous la lame, étant attirés par la plaque; le courant augmente très lentement.

A partir d'un certain moment (fig. 206), les variations du courant I_p sont proportionnelles aux déplacements de la lame et enfin pour des potentiels très élevés (fig. 207), l'influence de lame est nulle; toute augmentation de « potentiel » est sans effet sur le flux des électrons qui passent du filament vers la plaque; tout se passe comme si la lame n'existait pas et le courant I_p est égal au courant de saturation

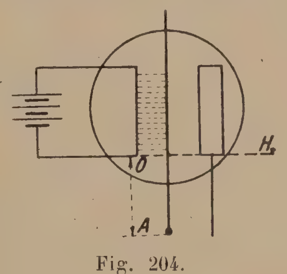


Fig. 204.

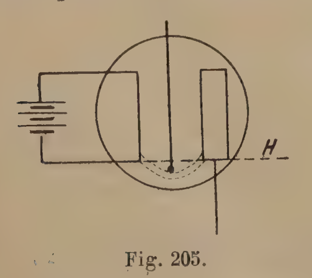


Fig. 205.

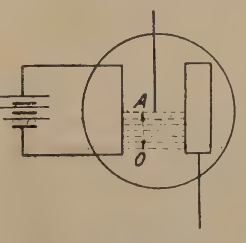


Fig. 206.

correspondant au chauffage du filament (le potentiel de la

grille a été supposé suffisamment élevé pour que, la grille n'existant pas, le courant de saturation de la lampe à deux électrodes soit atteint).

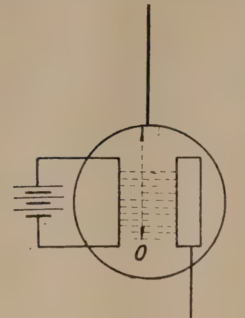


Fig. 207.

Toute caractéristique de plaque présente *en gros* trois portions bien distinctes (fig. 208); OA droite faiblement inclinée, AB plus inclinée et BC horizontale; nous verrons plus loin l'utilisation de la lampe dans les différentes régions de sa caractéristique.

En résumé, à toute valeur du courant de chauffage correspond un réseau de courbes caractéristiques, chacune de ces courbes étant relative à un potentiel de plaque déterminé. Il est d'ailleurs possible de déduire de ces réseaux toute courbe correspondant à une température constante ($I_A = 0^A,65$), à un potentiel *de grille* constant et représentant les variations du courant plaque filament (I_P), en fonction de la différence de potentiel V_P entre ces deux électrodes.

On obtient des courbes rectilignes sur une grande portion dans cette région, les augmentations de potentiel entre filament et plaque entraînent des augmentations proportionnelles du courant entre ces deux électrodes. La figure 209 représente

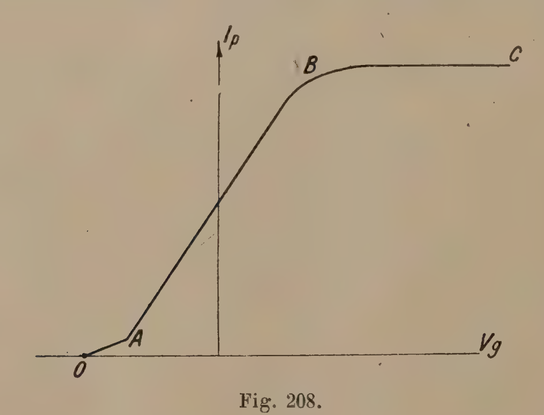


Fig. 208.

une de ces courbes, obtenue pour un potentiel de grille de 0 volt et un courant de chauffage de $0^A,65$. La figure 209 *bis* représente le réseau de courbes à chauffage constant pour une lampe de la télégraphie militaire.

Courant grille filament. — Outre l'existence d'un courant entre le filament et la plaque, on constate la naissance d'un courant I_G, entre le filament et la grille, d'intensité beaucoup

plus faible. Ce résultat ne doit pas nous étonner; lorsque le

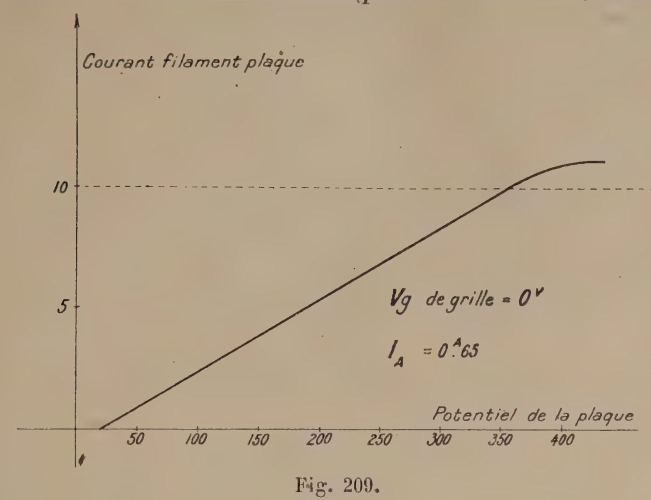


Fig. 209.

potentiel de la grille devient positif par rapport au filament, elle attire et absorbe une certaine quantité d'électrons; d'où

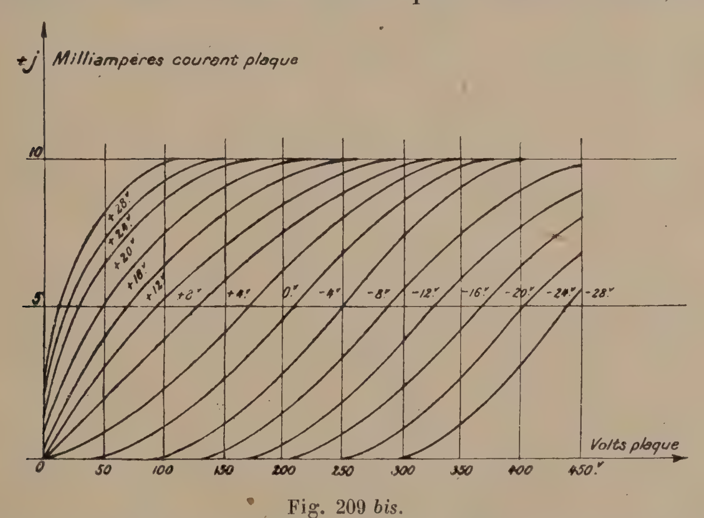


Fig. 209 *bis*.

Réseau des courbes du courant plaque-filament, à potentiel de grille constant, en fonction du potentiel de plaque.

naissance d'un courant qui se ferme en suivant le chemin GFOABCG (fig. 210).

Pour un certain potentiel de plaque et un certain chauffage I_A, le courant I_G varie en fonction de V_G comme l'indique la courbe (fig. 211); lorsque le potentiel de grille augmente, le

courant grille I_G augmente d'abord pour atteindre une valeur sensiblement constante pour les fortes valeurs de V_G.

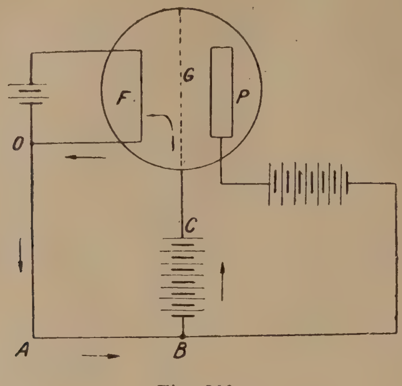


Fig. 210.

Le potentiel grille restant constant, une augmentation de potentiel de la plaque produit une diminution du courant grille *filament*; seuls quelques électrons s'arrêtent à la grille et

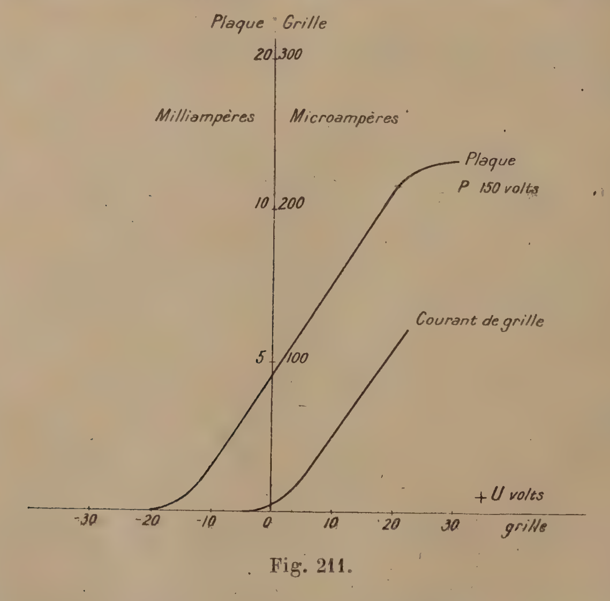


Fig. 211.

la courbe du courant I_G est plus inclinée. Une augmentation de chauffage pour une même valeur de V_P, produirait au contraire un relèvement de la courbe du courant filament grille.

Circuit de plaque. — Circuit de grille. — Circuit de chauffage. — Relation entre le courant de plaque, la différence de potentiel entre plaque et filament, la différence de potentiel entre grille et filament, pour un chauffage donné et pour les régions rectilignes des caractéristiques. — Pouvoir amplificateur d'une lampe. — 1° Le *circuit de plaque* P est le circuit PFOABDEP, à travers lequel se ferme le courant de plaque I_P; le *circuit de grille* comprend le chemin GFOABG à travers lequel se ferme le courant de grille; le circuit OKFO constitue le *circuit de chauffage* : ces trois circuits possèdent une portion commune;

2° Pour un *chauffage constant*, le courant d'électrons entre le filament et la plaque dépend uniquement (pour une lampe donnée) :

de la différence de potentiel V_P entre la plaque et le filament,
— — V_G entre la grille et le filament.

Soit I_P le courant de plaque; il existe entre I_P, V_P et V_G, la relation suivante, qui convient seulement *à la partie rectiligne* des caractéristiques de plaque :

$$\rho I_p = V + KV_G - p \qquad (1)$$

où C, K, p sont des *quantités constantes pour une lampe donnée* et fonction des formes géométriques de cette lampe.

Si la pile de plaque a une f. é. m. E, on remarque sur la figure 212, que la

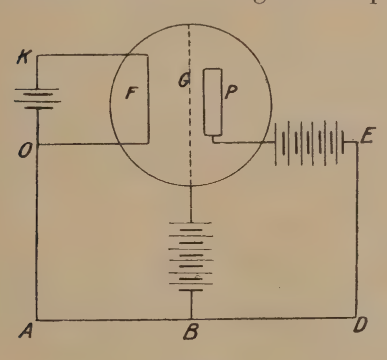


Fig. 212.

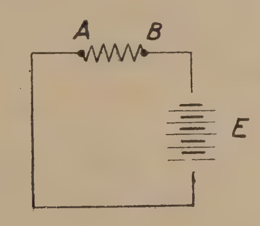


Fig. 212 *bis*.

résistance de la portion FOABDEP étant négligeable vis-à-vis de la résistance représentée par l'espace filament plaque, la chute de tension, autrement dit la différence de potentiel V_P entre la plaque et le filament est égale à E (fig. 212 *bis*) (1).

3° Si dans le circuit de plaque, entre les points E et D par exemple, on intercale une forte résistance R, la chute totale de tension E se partage (fig. 213 et 213 *bis*) entre la résistance de l'espace filament plaque FP et la résistance R; I_P est le courant

(1) La portion AEB de circuit représente la portion FOABDEP du circuit plaque, la résistance AB la résistance filament plaque.

qui traverse ce circuit; la différence de potentiel V_p entre le filament et la plaque est égale à E, moins la chute de tension dans la résistance R, égale à RI_p :

$$V_P = E - RI_P.$$

D'où, en portant cette valeur de V_p dans la relation (1) :

$$\rho I_P = (E - RI_P) + KV_G - p,$$
$$I_P (R + \rho) = E + KV_G - p,$$
$$I_P = \frac{E + KV_G - p}{(R + \rho)}.$$

La résistance R a pour résultat de diminuer la différence de potentiel V_p et par suite de diminuer le courant plaque filament. Si la résistance R est grande vis-à-vis de la résistance de

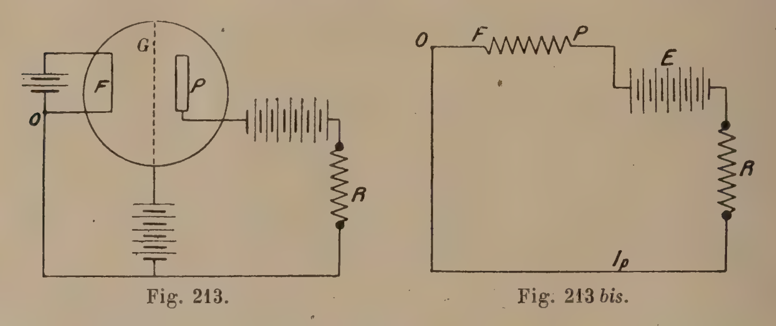


Fig. 213. Fig. 213 *bis*.

l'espace filament plaque, la chute de tension RI_p, est supérieure à la chute de tension entre F et P.

4° La relation (1) montre que tout se passe comme si le circuit de plaque de résistance ρ était le siège d'une f.é.m. égale à : $V_p + KV_G - p$.

$$(V_P + KV_G - p) = \rho I_P.$$

Une petite variation positive du potentiel de grille V_G produit dans le circuit de plaque une augmentation de force électromotrice égale à K fois la variation du potentiel de grille. K est ce que l'on appelle *le pouvoir amplificateur de la lampe* (8 à 10 pour les lampes de la télégraphie militaire).

Résistance de l'espace filament plaque. — Courant alternatif filament plaque produit par une force électromotrice alternative disposée sur la grille. — 1° Supposons que l'on porte le potentiel de plaque(1) à une valeur V'_p en ajoutant, par exemple, une pile sur le circuit de plaque, *sans rien toucher au chauffage et à la pile de grille*; le courant de plaque prend une valeur I'_p telle que :

$$\rho I'_P = V'_P + KV_G - p. \qquad (2)$$

Si l'on retranche (1) de (2), on obtient :

$$(V'_P - V_P) = \rho (I'_P - I_P); \qquad (3)$$

(1) Ou mieux la différence de potentiel plaque filament.

si l'on désigne par v la variation $(V'_P - V_P)$, par i la variation $(I'_P - I_P)$ du courant de plaque, la relation (3) devient :

$$v = \rho i.$$

Le rapport constant $\frac{v}{i} = \rho$ de la variation de potentiel entre le filament et la plaque à la variation du courant filament plaque est ce que l'on appelle la *résistance de l'espace filament plaque*; cette résistance est d'environ 20 000 ohms pour les petites lampes de la radiotélégraphie militaire dans les conditions de fonctionnement normal (chauffage normal).

2° Supposons que l'on porte le potentiel de grille (1) à une valeur $V'_G > V_G$, en ajoutant par exemple, une pile sur le circuit de grille, *sans rien toucher au chauffage et à la pile de plaque*; le courant de plaque prend une valeur I'_P, telle que :

$$\rho I'_P = V_P + KV'_G - p. \quad (4)$$

Si l'on retranche (1) de (4) on obtient :

$$\rho (I'_P - I_P) = K (V'_G - V_G) \quad (5)$$

en désignant par u la variation $(V'_G - V_G)$ du potentiel de grille, par i la variation $(I'_P - I_P)$, du courant de plaque, la relation (5) devient :

$$Ku = \rho i; \quad (6)$$

une variation u du potentiel de grille donne naissance à une diminution $i = \frac{Ku}{\rho}$ du courant de plaque.

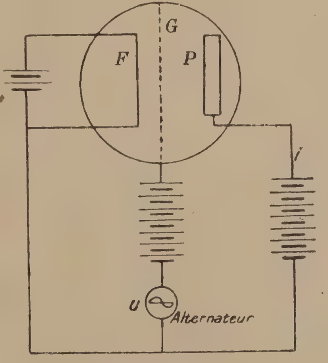


Fig. 213 *ter*.

3° En particulier, si l'on superpose à la pile de grille une f. é. m. alternative de faible amplitude, que nous supposerons (sur la figure 213 *ter*), produite par un petit alternateur, les variations alternatives du potentiel de grille entraînent des variations alternatives du courant de plaque et si l'on ne considère que ces variations, indépendamment du courant constant plaque filament, la relation (6) existe à tout instant; une f. é. m. alternative $u = u_0 \sin \omega t$ disposée sur la grille donne naissance à un courant de plaque (ou plutôt à une variation de courant de plaque)

$$i = \frac{Ku_0}{\rho} \sin \omega t$$

d'intensité efficace :

$$i_{eff} = \frac{Ku_{eff}}{\rho}.$$

(1) Ou mieux la différence de potentiel grille filament.

Équation fondamentale. — Supposons que l'on porte d'une part le potentiel de plaque à une valeur V'_P en ajoutant, par exemple, une pile sur le circuit de plaque, d'autre part, le potentiel de grille à une valeur V'_G; le courant de plaque I'_P est donné par la relation :

$$\rho I'_P = V'_P + KV'_G - p. \qquad (7)$$

Retranchons (1) de (7) :

$$\rho(I'_P - I_P) = (V'_P - V_P) + K(V'_G - V_G);$$

désignons par v la variation $(V'_P - V_P)$, par u la variation $(V'_G - V_G)$ et par i la variation $(I'_P - I_P)$; nous obtenons la relation :

$$\rho i = v + Ku. \qquad (8)$$

Cette équation (8) *est fondamentale : si, à partir d'une différence de potentiel plaque filament* V_P, *d'une différence de potentiel grille filament* V_G *correspondant à un courant de plaque* I_P *on effectue une variation de la différence de potentiel plaque filament* v, *une variation de la différence de potentiel grille filament* u, *on obtient une variation d'intensité du courant filament plaque* i *donnée par la relation* (8),

$$i = \frac{v + Ku}{\rho}.$$

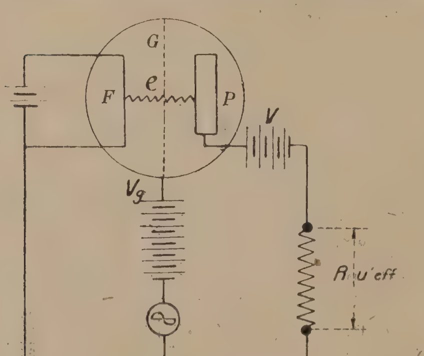


Fig. 213 *quater*.

Applications : amplificateur à résistance, amplificateur à transformateur. — 1° Sur la grille d'une lampe (fig. 213 *quater*), superposons à la différence de potentiel grille filament constante V_G une différence de potentiel alternative $u = u_0 \sin \omega t$; disposons d'autre part une forte résistance R sur le circuit plaque [1]; si i est la variation alternative du courant de plaque variable avec le temps, la variation de la différence de potentiel v entre la plaque et le filament est $(-Ri)$ et la relation (8) donne

$$\rho i = -Ri + Ku, \qquad (R + \rho)i = Ku,$$

$$i = \frac{Ku_0}{(R + \rho)} \sin \omega t,$$

$$i_{eff} = \frac{Ku_{eff}}{(R + \rho)},$$

(1) En l'absence de la f. é. m. u, le courant de plaque possède la valeur calculée page 160 : $I_P = \frac{E + KV_G - p}{(R + \rho)}$.

i est le courant alternatif qui se superpose au courant constant I_P pour donner un courant de plaque ondulé de valeur $(I_P + i)$.

et la variation alternative de la différence de potentiel aux extrémités de la résistance R est :

$$u'_{\text{eff}} = \text{R}i_{\text{eff}} = \text{K}u_{\text{eff}} \times \frac{\text{R}}{(\text{R}+\rho)}.$$

Si par exemple

$$\begin{cases} \text{R} = 80\,000 \text{ ohms}, \\ \rho = 20\,000 \text{ ohms}, \\ \text{K} = 10 \end{cases}$$

$$u'_{\text{eff}} = 10 \times \frac{80\,000}{80\,000 + 20\,000} u_{\text{eff}} = 8u_{\text{eff}}.$$

La valeur efficace de la variation alternative de la différence de potentiel aux bornes de la résistance R est huit fois plus grande que la valeur efficace de la variation alternative de la différence de potentiel entre la grille et le filament — si l'on applique la différence de potentiel u'_{eff} à la grille d'une deuxième lampe, dans le circuit de laquelle est intercalée une résistance de 80 000 ohms, on recueille entre les extrémités de cette résistance une différence de potentiel alternative

$$u''_{\text{eff}} = 8u'_{\text{eff}} = 64u_{\text{eff}}.$$

Avec une troisième lampe, on obtiendrait

$$u'''_{\text{eff}} = 8u''_{\text{eff}} = 64u'_{\text{eff}} = 512u_{\text{eff}}.$$

Nous reviendrons sur ce sujet à propos des amplificateurs à résistance.

2° Reprenons le même problème en remplaçant la résistance R par une self L (fig. 214) : la variation de la différence de potentiel entre F et P est sensiblement égale à la chute de tension qui se produit dans la self L : $-\text{L}\dfrac{di}{dt}$ et la relation (8) devient :

$$\rho i = -\text{L}\frac{di}{dt} + \text{K}u,$$

$$\text{L}\frac{di}{dt} + \rho i = \text{K}u.$$

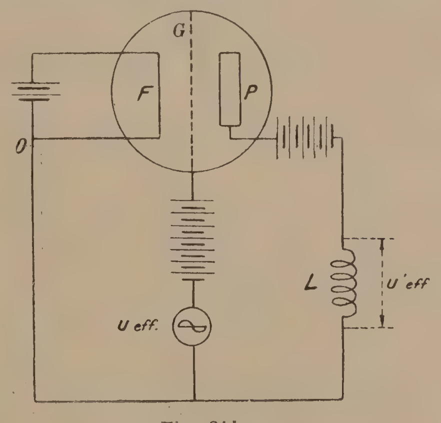


Fig. 214.

La variation du courant de plaque a même valeur que le courant créé (fig. 214 *bis*) par une f. é. m. alternative $\text{K}u_0 \sin \omega t$ dans un circuit comprenant une résistance ρ et une self L — [1]

(1) On peut raisonner plus simplement et dire : établir une f. é. m. alternative u sur la grille revient, en ce qui concerne la variation alternative i du courant

$$i = \frac{Ku_0}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}} \sin(\omega t - \varphi), \qquad (9)$$

avec $\operatorname{tg}\varphi = \frac{L\omega}{\rho}$

$$i_{\text{eff}} = \frac{Ku_{\text{eff}}}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}}.$$

La valeur efficace de la variation alternative de la différence de potentiel entre les extrémités de la self L est :

$$u'_{\text{eff}} = L\omega i_{\text{eff}}, \qquad u'_{\text{eff}} = Ku_{\text{eff}} \times \frac{L\omega}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}}.$$

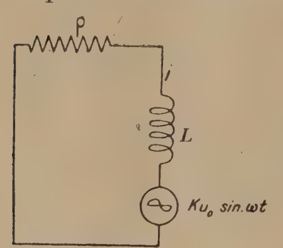


Fig. 214 *bis.*

La pulsation ω ayant une forte valeur, $L\omega$ peut être considérable vis-à-vis de ρ ; à plus forte raison, on peut négliger ρ^2 vis-à-vis de $L^2\omega^2$ et :

$$u'_{\text{eff}} = Ku_{\text{eff}} \times \frac{L\omega}{\sqrt{L^2\omega^2}} = Ku_{\text{eff}};$$

la variation alternative de la différence de potentiel entre les extrémités de la self L est K fois plus grande que la variation de la différence de potentiel entre la grille et le filament. En ce qui concerne les valeurs instantanées du courant i, comme $\frac{L\omega}{\rho}$ est grand, φ est voisin de $\frac{\pi}{2}$ et :

$$i = \frac{Ku_0}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{Ku_0}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}} \cos\omega t.$$

3° Par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur (rapport

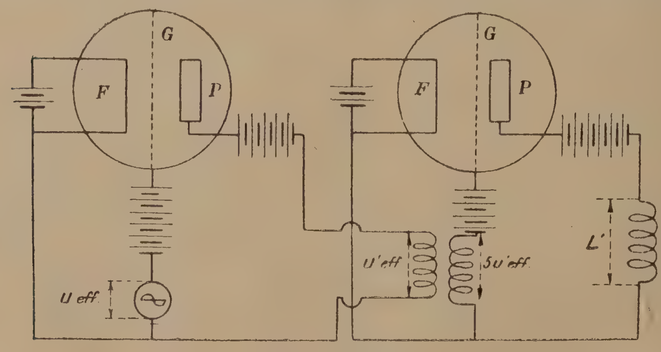


Fig. 214 *ter.*

de transformation 5 par exemple) (fig. 214 *ter*), on peut appli-

de plaque à établir sur ce circuit plaque de résistance ρ et de self L une f. é. m. K fois plus grande $e = Ku = Ku_0 \sin\omega t$ — d'où : $i = \frac{e}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}} \sin\omega t = \frac{Ku_0 \sin\omega t}{\sqrt{\rho^2 + L^2\omega^2}}$.

quer à la grille d'une deuxième lampe une différence de potentiel :

$$5u'_{\text{eff}} = 5\text{K}u_{\text{eff}};$$

on recueille aux bornes d'une self L′ disposée sur le circuit de plaque de la deuxième lampe une différence de potentiel :

$$u''_{\text{eff}} = \text{K}(5u'_{\text{eff}}) = 5\text{K}^2u_{\text{eff}},$$

si $\text{K} = 10$,

$$u''_{\text{eff}} = 500u_{\text{eff}}.$$

Par l'intermédiaire d'un transformateur, on peut appliquer une différence de potentiel $5u''_{\text{eff}}$ à la grille d'une troisième

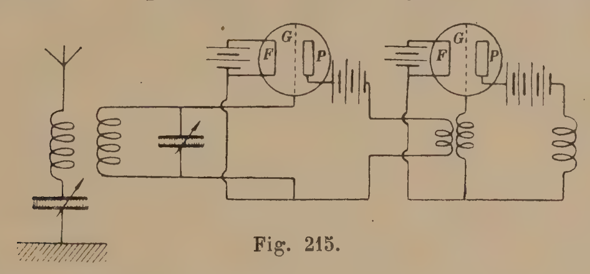


Fig. 215.

lampe et l'on obtient ainsi un amplificateur à transformateurs; la différence de potentiel u_{eff} peut être celle prise aux bornes du condensateur du circuit secondaire d'un poste de réception (fig. 215).

4° D'une manière plus générale, les problèmes que soulève l'étude des lampes font intervenir des variations v, u, i des divers éléments V_P, V_G, I_P. Pour les traiter, en tenant compte des éléments (capacités, selfs, résistances, inductions mutuelles, f. é. m.) des divers circuits extérieurs à la lampe, on calcule les quantités v, u et l'on se sert de la relation :

$$\rho i = v + \text{K}u$$

pour tenir compte de l'influence de la lampe.

Il est bon de répéter que tout ce que nous venons de dire ne s'applique que tant que l'on se *maintient dans les parties rectilignes des caractéristiques de plaque et pour un chauffage constant.*

Résistance de l'espace filament-grille dans la partie rectiligne des caractéristiques de grille : une variation u de potentiel de grille entraîne une variation j de même sens et *proportionnelle* au courant de grille; le quotient $\frac{u}{j}$ s'appelle la *résistance de l'espace grille filament*; pour les petites lampes de la radiotélégraphie militaire, cette résistance est comprise entre 1 et 2 mégohms.

Divers modèles de lampes utilisées. — Le modèle de la lampe

varie suivant l'usage auquel elle est destinée : génératrice d'oscillations, détectrice, amplificatrice. La plupart des lampes utilisées à la réception et aussi à l'émission pour de faibles puissances sont du type de la radiotélégraphie militaire ; plaque en nickel de forme cylindrique, suivant l'axe de laquelle est tendu le filament de tungstène ; la grille, fil de nickel ou de molybdène est enroulée en hélice entre la plaque et le filament. Nous reviendrons sur cette question dans la suite du cours.

II. — LAMPE GÉNÉRATRICE D'OSCILLATIONS ENTRETENUES

1° **Généralités. Étude d'une analogie mécanique.** — Considérons un circuit comprenant capacité, self L et résistance R (fig. 216). Si l'on charge le condensateur et si on le décharge dans le circuit, on obtient un courant qui suivant les valeurs relatives des divers facteurs R, L, C possède une forme spéciale.

Fig. 216.

En particulier, si $R^2 < \frac{4L}{C}$, nous avons vu que la décharge est oscillante de période $T = 2\pi\sqrt{CL}$, de décrément $\delta = \frac{R}{2L}T$ (fig. 216 *bis*). Le courant s'amortit peu à peu, par suite des pertes par effet Joule, par rayonnement, etc. Si l'on dispose d'une force électro-motrice qui, à un moment convenable de la période, vient pousser

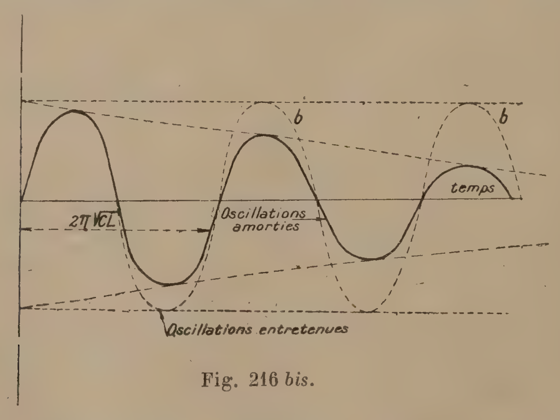


Fig. 216 *bis*.

l'électricité dans un sens convenable, on conçoit la possibilité de restituer au circuit une énergie qui compense celle dissipée sous toutes ses formes ; l'amortissement cesse de se produire et le circuit est parcouru par des oscillations périodiques d'amplitude constante dites *oscillations entretenues* (fig. 216 *bis*).

Le dispositif destiné à entretenir les oscillations, au lieu d'absorber comme la résistance R de l'énergie, en fournit au circuit et se comporte comme une *résistance négative* (— R) détruisant l'effet (+ R); tout se passe comme si le circuit était abandonné à lui-même, sa résistance $r = (+ R — R)$ étant nulle.

Une analogie permet de mieux discerner les conditions à remplir pour obtenir des oscillations entretenues :

Un pendule (fig. 217) écarté de sa position d'équilibre et

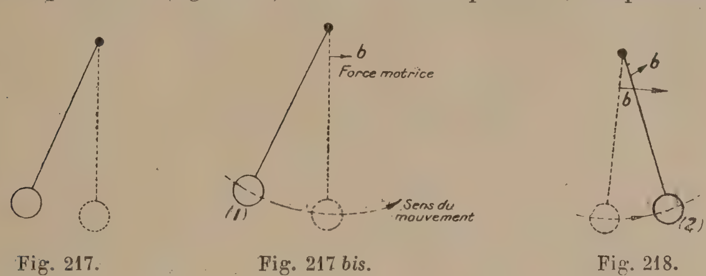


Fig. 217. Fig. 217 *bis*. Fig. 218.

abandonné à lui-même oscille avec une période constante $\left(T = 2\pi\sqrt{\frac{l}{g}} \text{ pour un pendule simple}\right)$, l'amplitude des oscillations diminuant avec le temps par suite des frottements contre l'air, supports, etc. Si une source motrice (ressort, poids) applique au pendule une force convenable, dans un sens et à un moment bien déterminés, on se rend compte de la possibilité d'obtenir des oscillations entretenues; pour remplir ces conditions, un système d'échappement, commandé par le mouvement du pendule, permet à la force motrice de s'exercer dans les conditions ci-dessus indiquées.

1° Le pendule passant avec sa vitesse maxima par la position d'équilibre (fig. 217 *bis*), l'échappement doit permettre au ressort ou poids moteur d'exercer son action dans le sens du mouvement.

2° Le système d'échappement doit diminuer peu à peu la force motrice, jusqu'à l'annuler avant d'atteindre la position (2) symétrique de (1) (fig. 218); si l'action du ressort persistait dans le même sens, le pendule, soumis à deux forces : poids et ressort (du pendule) prendrait une position d'équilibre (3) dépendant de l'intensité relative de ces deux forces (fig. 219).

Action du ressort
Poids

Fig. 219.

3° Si l'action de la force motrice est insuffisante, les oscillations du pendule diminuent d'intensité jusqu'à une valeur nulle, l'amortissement étant néanmoins inférieur à ce qu'il serait si le pendule était abandonné à lui-même; en particulier, si l'action de la source motrice est juste suffisante pour maintenir des

oscillations entretenues, on dit que l'on se trouve à la *limite d'entretien*; si l'on agit d'une quantité négligeable sur l'échappement, de manière à diminuer l'action du ressort (par exemple), les oscillations entretenues cessent; on dit qu'il y a *décrochage* des oscillations.

Si l'on revient aux conditions primitives, les oscillations entretenues prennent de nouveau naissance; il y a *accrochage* d'oscillations.

Dans le fonctionnement à la limite d'entretien, on constate que :

a) La période d'oscillations est égale à la période d'oscillations libres du pendule;

b) La stabilité des oscillations est précaire; il suffit d'une cause accessoire même négligeable pour obtenir leur décrochage;

c) L'amplitude des oscillations atteint une valeur élevée.

II. **Génération d'ondes entretenues au moyen des lampes à trois électrodes. Énoncé des divers montages usuels.** — De multiples dispositifs peuvent être utilisés; nous les classerons dans le petit tableau suivant ;

1° *Circuit oscillant sur le circuit plaque* :

1° Couplage magnétique grille plaque;

2° Couplage électrique grille plaque;

3° Couplage électrique et magnétique.

2° *Circuit oscillant sur le circuit grille.* — Couplage magnétique grille plaque.

De même que pour les pendules il existe divers modèles d'échappement, de même, dans le problème étudié, on peut utiliser des couplages ou échappements électrique, magnétique ou mixte.

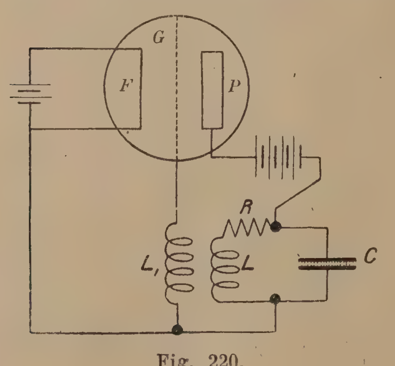


Fig. 220.

1° Circuit oscillant sur le circuit plaque. Couplage magnétique grille plaque. Limite d'entretien; propriétés du fonctionnement d'une lampe dans le voisinage de la limite d'entretien : période des oscillations, amplitude, rendement, stabilité. — Disposons (fig. 220) le circuit oscillant à l'intérieur duquel nous voulons maintenir des oscillations entretenues sur le circuit plaque d'une lampe et couplons d'une manière convenable magnétiquement le circuit oscillant avec le circuit de grille.

Lorsqu'on ferme le circuit de chauffage de la lampe, le courant de plaque s'établie aussitôt, donnant naissance dans le circuit

oscillant à une f. é. m. et y produisant de petites oscillations électriques; la grille et la plaque étant couplées magnétiquement, le courant variable qui passe dans la self L induit dans la grille une f. é. m. qui fait varier le potentiel de cette grille autour de sa valeur moyenne et d'autant plus que le couplage est plus serré. Si le courant de chauffage I_A, le potentiel de plaque ont été choisis de telle sorte que le point de fonctionnement (bobines L et L_1 écartées) soit sur la partie ascendante de la caractéristique de plaque, les variations du potentiel de grille produisent des variations du courant de plaque dont l'intensité oscille par conséquent autour de la valeur moyenne. Un courant alternatif se superpose au courant constant, produisant une f. é. m. le long du circuit oscillant; si elle a la phase convenable, elle entretient les oscillations de celui-ci.

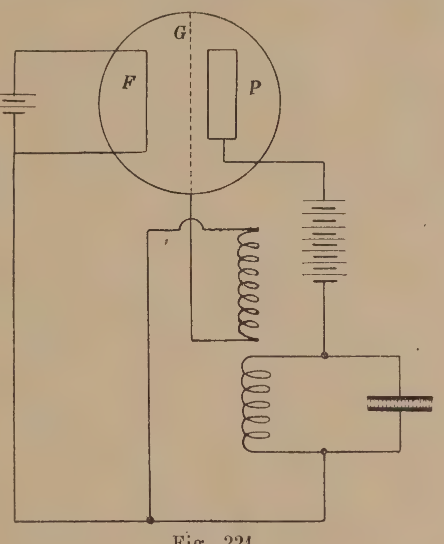


Fig. 221.

Grâce à elle, l'énergie fournie par la pile de plaque, au lieu d'être entièrement dissipée en chaleur dans la lampe compense les pertes qui produisaient auparavant l'amortissement dans le circuit oscillant.

Les variations de vitesse du courant ou d'intensité dans le circuit oscillant (le mouvement du pendule) commandent le potentiel de la grille (échappement) permettant à la force électromotrice de la pile de plaque (ressort moteur) de fournir au circuit oscillant (au pendule) l'énergie dissipée. Comme pour le pendule, certaines conditions sont à remplir :

1° Le couplage (ouverture de l'échappement) doit avoir un sens convenable afin que l'action de la pile se fasse sentir dans un sens convenable. Le calcul montre que les deux bobines L et L_1 étant disposées sur le même axe (fig. 221), si leurs enroulements sont de même sens, les connexions doivent se faire comme il est indiqué, si les enroulements sont en sens inverse, on utilise le montage de la figure 222.

2° Le couplage (échappement) doit être réglé de telle sorte que les variations de potentiel de grille ne dépassent pas une certaine valeur (ceci correspond pour le pendule à un échappement ne permettant pas au ressort d'agir avec trop d'intensité).

3° Le couplage doit être suffisant pour que l'action de la pile de plaque (ressort) soit suffisante pour compenser les pertes par effet Joule et autres. Lorsque le couplage possède cette valeur, on dit qu'on est à la *limite d'entretien*; dès que le couplage diminue, les oscillations *décrochent*, *accrochent* au contraire si l'on dépasse un tant soit peu cette limite.

Le *fonctionnement* d'une lampe génératrice *à la limite d'entretien* possède de multiples propriétés intéressantes; ainsi que nous venons de le voir, des oscillations entretenues existent à

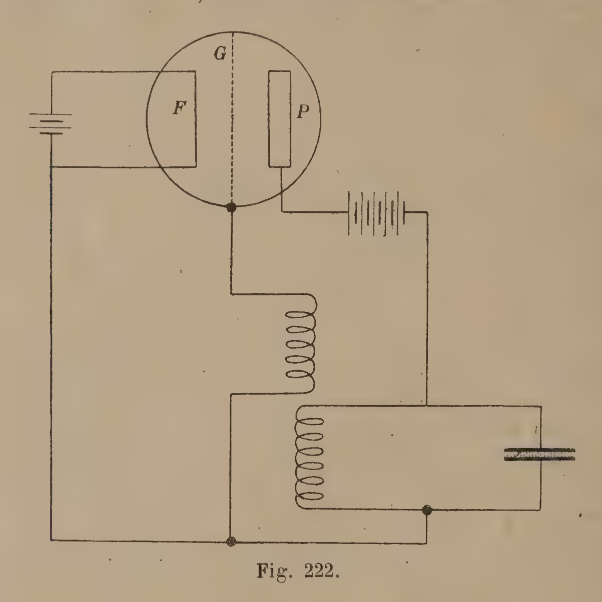


Fig. 222.

l'intérieur du circuit tant que le couplage reste compris entre deux valeurs M_1, limite supérieure [1] et M_2 limite inférieure [1], cette dernière correspondant à la limite d'entretien; une expérience facile permet d'étudier les divers phénomènes qui se produisent lorsqu'on fait varier le couplage des deux bobines, les connections étant faites comme indiqué ci-dessus :

Disposons (fig. 223) deux bobines plates L_1 et L sur le même axe; les deux bobines étant éloignées (couplage faible), le circuit oscillant n'est parcouru par aucune oscillation; rapprochons L_1 de L; nous constatons que pour une position (2), les oscillations s'accrochent dans le circuit oscillant; nous sommes à la *limite d'entretien et au couplage* M_2 : le moindre déplacement de L_1 vers le haut provoque le décrochage des oscillations. De plus, il nous est possible de vérifier que, pour ce cou-

(1) En valeur absolue.

plage, la *période des oscillations* est égale à la période *propre* $T = 2\pi\sqrt{CL}$ du circuit oscillant.

Si nous rapprochons encore L_1 de L, les oscillations persistent dans le circuit, mais leur longueur d'onde ou période augmente tandis que leur amplitude diminue; pour une position (3) correspondant au couplage M_1, la longueur d'onde

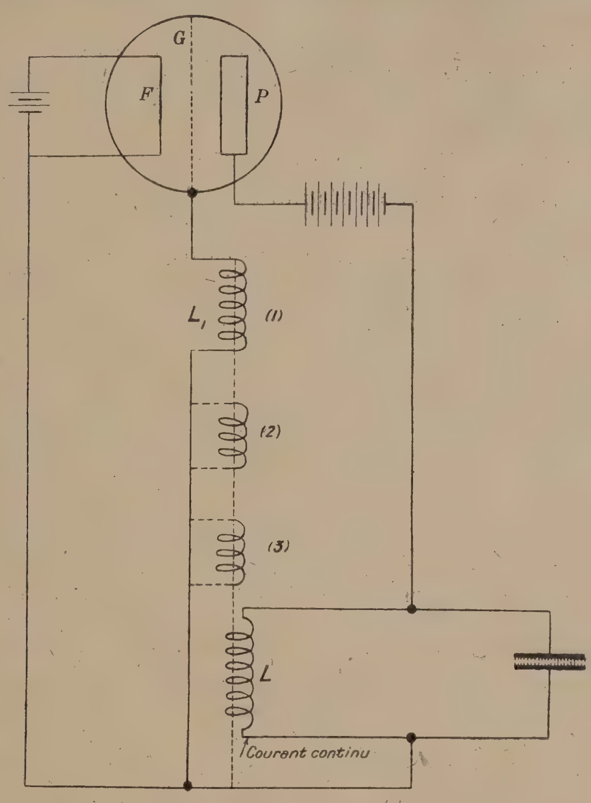


Fig. 223.

des oscillations est infinie, les oscillations cessent et un courant continu traverse la self L.

Dans un poste d'émission à lampes, le couplage adopté est légèrement supérieur à celui qui correspond à la limite d'entretien; alors se trouvent réalisées les conditions :

1° Forte intensité dans le circuit oscillant ou dans l'antenne;
2° Émission pure avec harmoniques négligeables;
3° Puissance massique maxima.

Ce dernier résultat est important, surtout pour des postes militaires qui, sous un volume réduit, doivent fournir une puissance aussi forte que possible; cette puissance est produite

lorsqu'on travaille à la limite d'entretien. Mais alors, le rendement de la lampe, défini par le rapport de la puissance fournie par la pile de plaque au circuit oscillant à la puissance totale fournie par cette même pile, atteint au maximum une valeur $\frac{1}{2}$, chiffre relativement peu élevé.

Un phénomène intéressant et utile à connaître se produit lors de l'amorçage des oscillations; les deux bobines L_1 et L étant écartées (pas d'oscillations), une certaine dépense d'énergie fournie par la pile de plaque se dissipe dans la lampe; si V_p (1) est le potentiel de plaque, I_p le courant de plaque, la puissance ainsi dépensée est :

$$P^w = V_P^{volts} I_P^{ampères}$$

il y a échauffement de la plaque et celle-ci peut être portée au rouge. Supposons qu'il en soit ainsi et rapprochons L_1 de L jusqu'à atteindre le couplage M_2 (position 2); on constate qu'au moment où l'amorçage se produit, la plaque cesse de rougir et devient sombre; la dissipation de puissance dans la lampe a donc diminué du fait même de l'accrochage des oscillations, la pile cependant fournit au circuit plaque la même puissance; la puissance RI^2_{1eff} [R = résistance du circuit oscillant, I_1 = intensité dans le circuit oscillant] destinée à compenser dans le circuit oscillant les pertes Joule et autres, et fournie par la pile de plaque correspond à la diminution de puissance dissipée dans la lampe.

Pour des postes où le volume et le poids présentent moins d'intérêt que la dépense d'énergie, il serait utile d'améliorer le rendement des lampes même si cela produit une diminution de la puissance massique.

Généralement, le courant I_p, en l'absence d'oscillation, est égal à la moitié du courant de saturation I_s correspondant au chauffage normal et la puissance dissipée dans la lampe $P^w = V_p \times I_p$ est égale à $\frac{V_p \times I_s}{2}$; à la limite d'entretien, la moitié de cette puissance, soit $\frac{V_p I_s}{4}$ est dissipée dans la lampe, l'autre moitié étant absorbée par le circuit oscillant; on a alors :

$$\frac{V_p I_s}{4} = RI^2_{1eff}.$$

La stabilité des oscillations est obtenue, en utilisant un couplage légèrement supérieur à celui qui correspond à la limite d'entretien.

Le calcul montre que si M_2 (2) représente le couplage qui correspond à la limite d'entretien, si C, L, R sont les caracté-

(1) En l'absence d'oscillations.
(2) En valeur absolue.

ristiques du circuit oscillant, K et ρ le pouvoir amplificateur et la résistance intérieure de la lampe, il existe la relation :

$$KM_2 = L + CR\rho\,;$$

M_2 restant le même, une augmentation de la longueur d'onde du circuit oscillant (augmentation de L ou C) entraîne le décrochage des oscillations, le nouveau couplage correspondant à la nouvelle limite d'entretien étant M'_2 tel que

$$KM'_2 = L' + C'R\rho,$$

L' et C' nouvelles valeurs de self et capacité du circuit oscillant; une diminution de L ou C ne supprime pas les oscillations, mais nous prive de la jouissance des avantages attachés au fonctionnement dans le voisinage de la limite d'entretien; toute variation de longueur d'onde est donc suivie d'un ajustement du couplage de manière à revenir à la limite d'entretien. Une exception cependant : nous verrons plus loin l'existence de petits postes d'émission à lampe appelés *hétérodynes* destinés à émettre des ondes entretenues de faible puissance sur toute longueur d'onde comprise entre deux valeurs parfois très éloignées; ici, la question *stabilité* l'emporte et l'on choisit un couplage légèrement supérieur à celui qui correspond à la limite d'entretien pour la longueur d'onde la plus élevée; pour les longueurs d'onde plus faibles, on s'éloigne des limites d'entretien correspondantes; les oscillations subsistent, mais leur intensité est relativement faible.

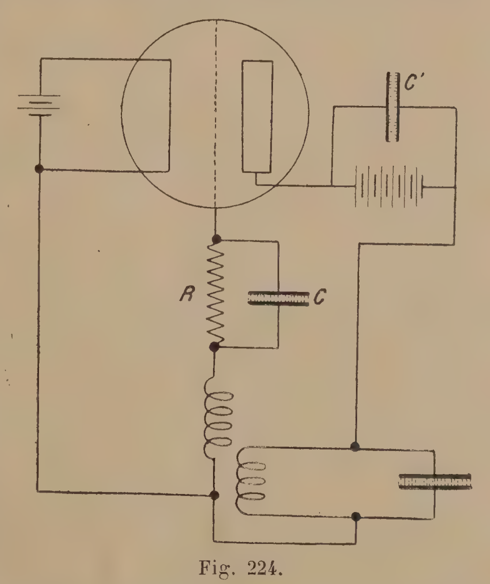


Fig. 224.

Courant de grille. — Nous n'avons pas tenu compte du courant de grille; ce courant peut atteindre une certaine valeur pour les alternances positives du potentiel de grille qui oscille autour de sa valeur moyenne; l'*existence* de ce courant, mesuré au moyen d'un milliampèremètre sensible, permet de vérifier l'amorçage des oscillations entretenues dans le circuit oscillant. Il est bon de le diminuer autant que possible pour supprimer l'échauffement inutile de la grille et une dépense d'énergie qui provoque une diminution de rendement de la lampe ; dans ce

but, on dispose (fig. 224) une forte résistance R qui diminue le potentiel moyen de la grille d'une quantité égale à la chute ohmique de tension moyenne le long de cette résistance : cette résistance R est shuntée par un condensateur C destiné à transmettre à la grille les variations de haute fréquence.

Souvent aussi on dispose un condensateur C′ entre les pôles de la pile de plaque, passage facile aux courants de haute fréquence dont on évite ainsi la traversée par la pile de plaque.

Nous venons d'étudier la production d'oscillations entretenues dans un circuit fermé ; nous pouvons maintenant considérer celui-ci comme étant le circuit équivalent à un circuit ouvert : autrement dit (fig. 225), nous pouvons remplacer le circuit fermé disposé sur le circuit plaque par un circuit ouvert HABCD couplé magnétiquement avec la grille et obtenir dans

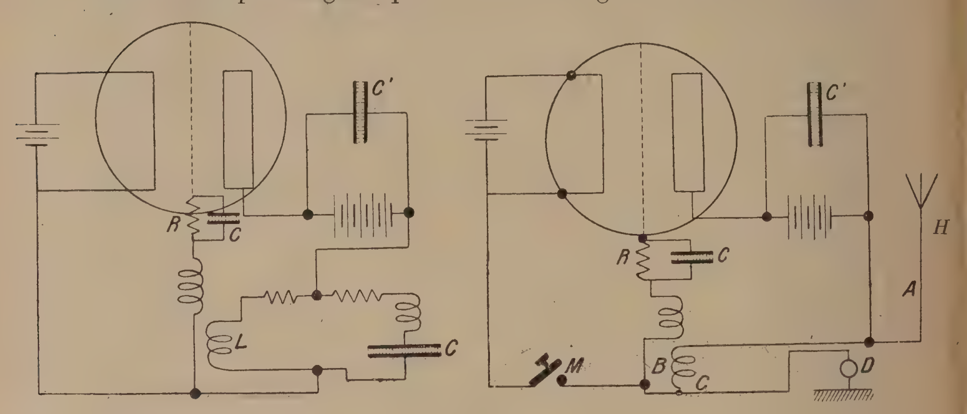


Fig. 225.

ce dernier des oscillations entretenues ; la distribution des courants et des potentiels se fait comme il a été étudié en radiotechnique et à propos de l'étude des antennes ; la puissance fournie par la pile de plaque est dissipée dans l'antenne ; sous forme de rayonnement $R_r I^2_{eff}$ (R_r = résistance de rayonnement I_{eff} intensité à la base de l'antenne) et sous forme inutile $R_0 I^2_{eff}$ (R_0 correspond à toutes les pertes effluves — ohmiques — prise de terre, etc.), cette puissance totale a donc pour valeur :

$$P^{watts} = (R_r + R_0) I^2_{eff}.$$

Tout ce qui a été dit sur la limite d'entretien et ses propriétés sur le rendement, etc., sur les propriétés des circuits ouverts et antennes subsiste intégralement. Le manipulateur est généralement disposé en M (fig. 225).

Circuit oscillant sur le circuit plaque. — Couplage électrique (par condensateur) entre la grille et la plaque. — Pour l'entretien des oscillations d'un pendule, certaines conditions sont à

remplir par le système d'échappement; ce dernier peut être d'un type quelconque, pourvu qu'il réponde à ces conditions. Il en est de même pour l'entretien d'oscillations à l'intérieur d'un circuit; la commande du potentiel de grille et par suite celle de l'action de la pile de plaque doit satisfaire à certaines conditions qui confèrent à tout dispositif électrique qui les remplit, la possibilité d'obtenir des oscillations entretenues. Nous venons d'étudier le cas où le potentiel de grille est commandé magnétiquement par le courant qui circule dans la self du circuit oscillant: si, (fig. 226) laissant le circuit (CLR) sur la plaque, nous couplons cette dernière avec la grille par l'inter-

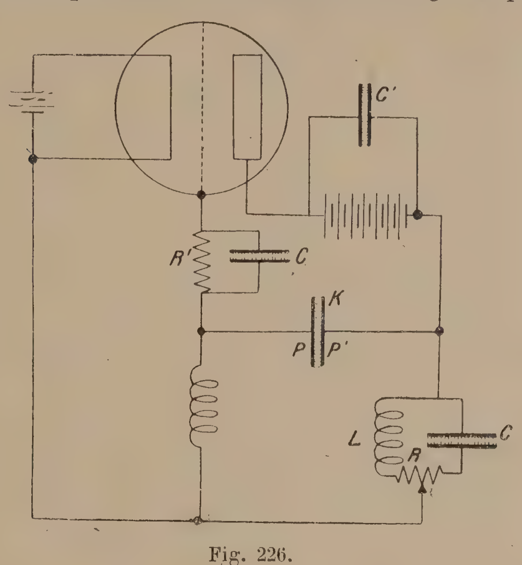


Fig. 226.

médiaire du champ électrique entre les armatures d'un condensateur, nous obtenons, dans certains cas, des oscillations entretenues. Si nous rapprochons les deux plaques P et P' du condensateur K, nous augmentons la capacité $\left(\frac{S}{4\pi e}\right)$ du couplage et nous constatons (1) que pour une valeur de capacité K_1, des oscillations s'amorcent dans le circuit oscillant; nous sommes au couplage minimum compatible avec l'existence d'oscillations; K_1 est la capacité qui correspond à la *limite d'entretien*; le fonctionnement dans le voisinage de cette limite possède toutes les propriétés indiquées à propos du couplage magnétique. Si l'on continue à rapprocher les deux plaques, il

(1) L'expérience serait difficile à effectuer; il est préférable de faire varier la capacité K par variation de la surface S des armatures comme dans tout condensateur de réception.

arrive un moment où les oscillations cessent de se produire pour une valeur K_2 de la capacité. Ainsi, de même que dans le cas du couplage magnétique la valeur absolue du coefficient

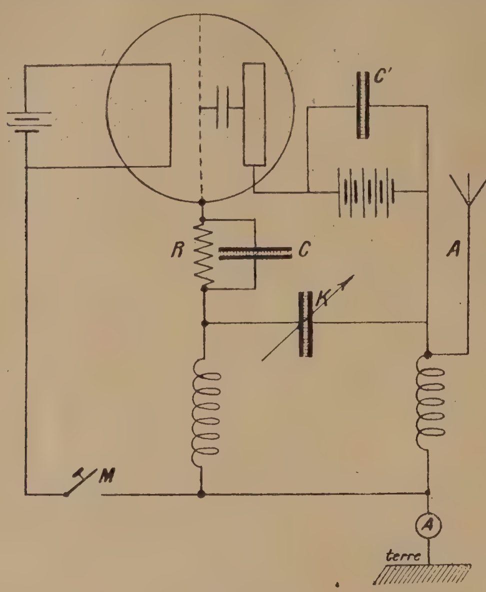


Fig. 227.

M doit être comprise entre deux limites M_1 et M_2 pour l'obtention d'oscillations, de même la capacité K doit avoir une valeur comprise entre deux limites K_1 et K_2, la plus petite correspondant à la limite d'entretien. On dispose, pour la raison indiquée précédemment, la résistance R shuntée par la capacité C sur le circuit grille, la capacité C′ destinée à supprimer le passage de la haute fréquence à travers la pile de plaque.

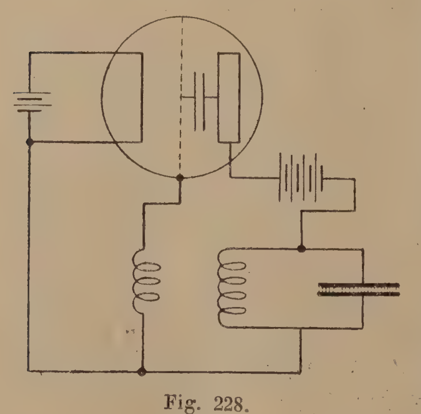


Fig. 228.

Si l'on remplace le circuit oscillant fermé par un circuit ouvert, on obtient un poste d'émission répondant à la figure 227 dont le manipulateur est disposé en M.

Remarque I. — Il existe une certaine capacité (fig. 228) entre la grille et la plaque dont l'influence, pour les fortes longueurs d'onde, est négligeable.

Pour de très faibles longueurs d'onde (quelques centaines de mètres), elle peut être suffisante pour faire office de capacité de couplage K et produire l'entretien d'oscillations à l'intérieur du circuit oscillant (fig. 228). Dans le cas du couplage magnétique

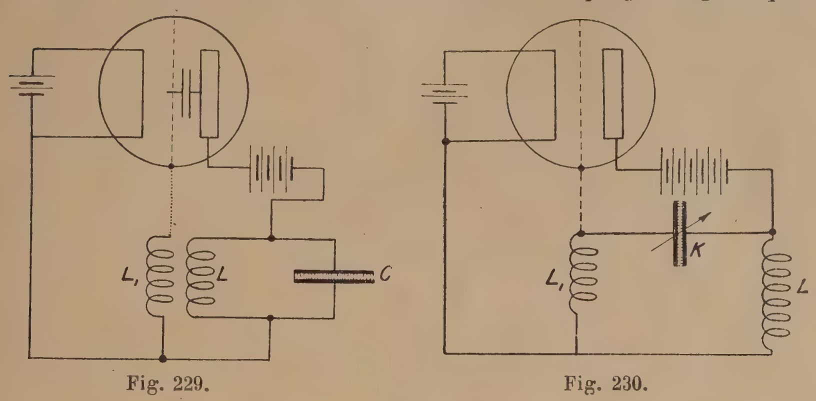


Fig. 229. Fig. 230.

(fig. 229), on peut se trouver dans la nécessité de renverser les connections de la self L_1, autrement dit, d'inverser le sens de couplage magnétique, afin de diminuer ainsi l'action du couplage électrique et se trouver à la limite d'entretien des oscillations.

Remarque II. — Si dans la figure 226 on supprime le condensateur C, on obtient le dispositif de la figure 230 et les oscillations se produisent à l'intérieur du circuit KLL_1.

1° Circuit oscillant sur le circuit plaque. Couplage mixte entre grille et plaque. Application : hétérodyne. — Couplons les deux bobines L et L_1 (fig. 231) en faisant coïncider leurs axes; grille et plaque se trouvent couplées magnétiquement et électriquement: des oscillations peuvent se produire dans le circuit LL_1K.

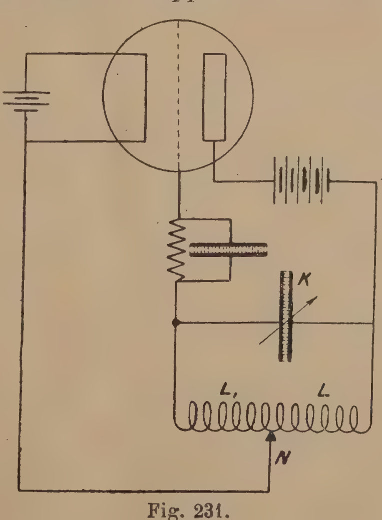


Fig. 231.

Ce dispositif possède une propriété intéressante : lorsqu'on augmente la capacité K, la période du circuit oscillant augmente, le couplage grille plaque aussi, si bien que la condition d'entretien peut être satisfaite dans de très fortes limites de longueur d'onde; ce résultat est particulièrement recherché

dans la construction des hétérodynes, sources locales d'ondes entretenues dont nous verrons l'usage à propos de la réception des ondes entretenues.

Ce montage est celui adopté pour l'hétérodyne modèle 1917 de la radiotélégraphie militaire (fig. 231) ; le point N est pris au milieu de la bobine L_1L. Pour obtenir toute longueur d'onde comprise entre 250 et 25 000 m., l'appareil comprend un certain nombre de bobines, de self croissante avec la gamme de longueurs d'onde que l'on désire obtenir; un commutateur permet d'user de l'une de ces selfs, suivant la longueur d'onde de l'émission désirée; les variations continues de longueur d'onde sont obtenues par les variations de la capacité à air. Deux lampes peuvent être mises en parallèle si l'on désire accroître la puissance du courant entretenu; le chauffage est

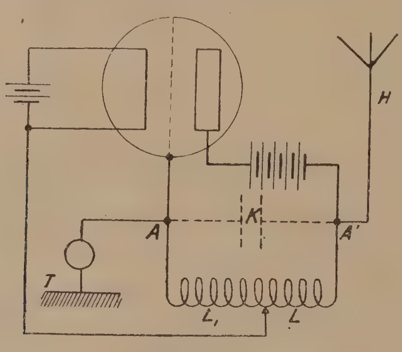


Fig. 232.

obtenu par l'intermédiaire d'une batterie d'accumulateurs de 4 volts, 75 à 100 A. H., deux batteries d'accumulateurs en série de vingt éléments chacune et de 40 volts de f. é. m., de trois ampères-heure fournissent le potentiel de 80 volts aux plaques.

Ce mode de couplage mixte est aussi utilisé pour des postes d'émission de puissance plus forte qui nécessitent l'existence d'un circuit ouvert émetteur (fig. 232); l'antenne branchée en A et A' joue le rôle de capacité et remplace le condensateur K; le circuit fermé KLL_1 est remplacé par le circuit ouvert $HA'LL_1AT$.

Utilisation d'une excitation séparée. — D'autres méthodes d'entretien d'oscillations, le circuit oscillant étant sur le circuit plaque, peuvent être imaginées. Dernièrement M. Gutton[1] a indiqué un système de commande du potentiel de grille par l'intermédiaire d'un petit oscillateur de très faible puissance (fig. 233); les variations de potentiel de grille nécessitent la dépense d'une énergie très faible et le circuit C'L' de l'oscillateur

(1) *Annales des P. T. T.*, mai-juin 1922, page 676.

d'excitation n'est traversé que par des courants de faible intensité. Au lieu de coupler la bobine A de grille avec la self du circuit oscillant, on la couple avec la self L′ de l'oscillateur séparé ; lorsque la capacité C est réglée de cette façon que les

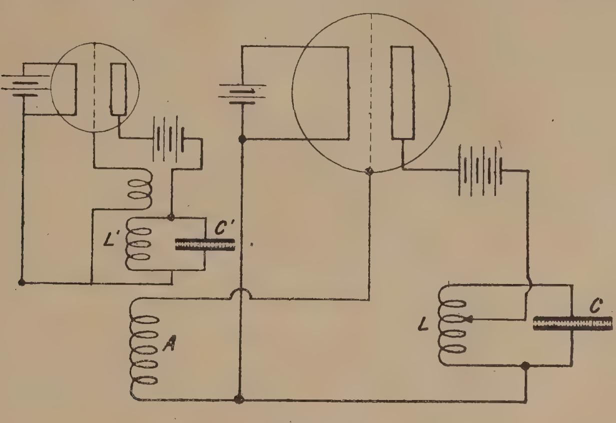


Fig. 233.

circuits CL et C′L′ soient à l'accord, on constate dans le circuit LC l'amorçage d'oscillations dont on peut faire varier l'amplitude en réglant le couplage de A et le nombre de spires de la bobine L intercalée sur le circuit de plaque ; l'excitation de la lampe LC est une excitation séparée contrairement à ce qui a lieu avec les systèmes précédents à auto-excitation (1).

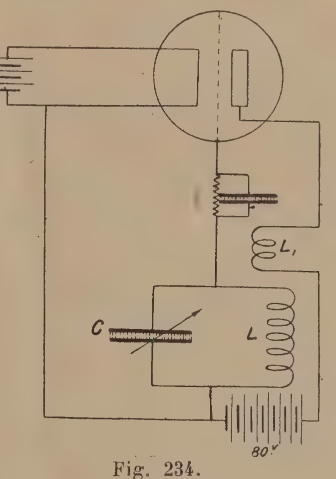


Fig. 234.

2° **Circuit oscillant sur le circuit grille. Couplage magnétique grille plaque.** — On retrouve des résultats analogues à ceux déjà obtenus ci-dessus :

1° Le couplage doit avoir un certain sens (M négatif); les connexions doivent être faites comme il a été indiqué.

2° Dans ces conditions, si l'on rapproche la bobine L_1 de L, de manière à augmenter le cou-

(1) De même dans un pendule d'horloge, la commande du système qui permet au ressort ou au poids d'agir sur le pendule peut être indépendant : à certains instants bien déterminés un mécanisme extérieur libère le ressort; il est alors évident que ce mécanisme doit posséder un mouvement en concordance avec celui du pendule, ce qui correspond à l'égalité des périodes des circuits C,L et C′,L′.

plage, on constate l'amorçage d'oscillations pour un couplage M_1 minimum correspondant à la *limite d'entretien*; si l'on augmente encore le couplage, les oscillations disparaissent pour une valeur M_2.

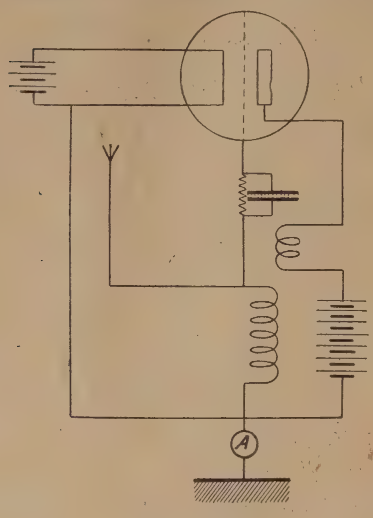


Fig. 235.

La production d'ondes entretenues est donc encore ici soumise à une condition de valeur de couplage; celui-ci doit être compris entre deux valeurs M_1 et M_2. La limite d'entretien correspond à la plus petite valeur absolue M_1 et possède les propriétés indiquées précédemment. On peut remplacer le circuit fermé par un circuit ouvert et obtenir un poste d'émission dont le schéma est indiqué sur la figure 235.

Montage des lampes en parallèle. — Si l'on désire mettre en jeu une forte puissance, on

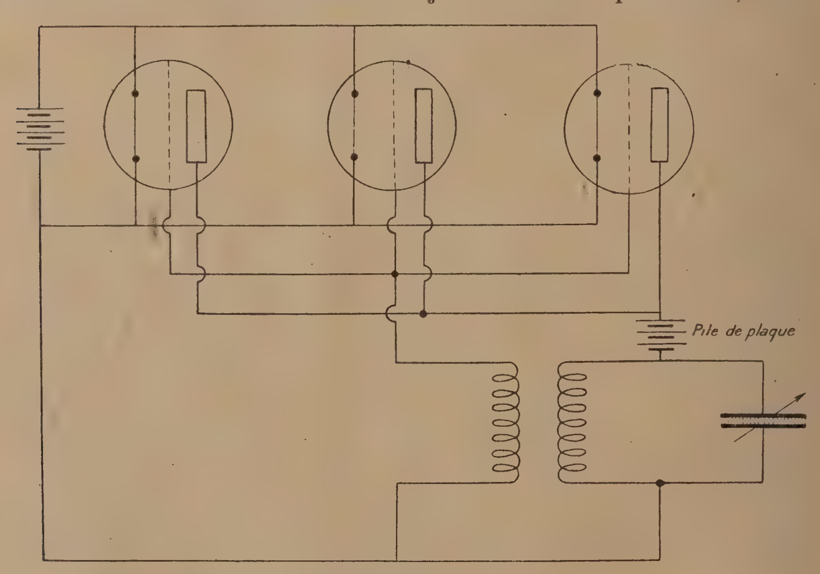


Fig. 235 *bis*.

dispose plusieurs lampes en parallèle en réunissant toutes les grilles et toutes les plaques (fig. 235 *bis*).

Le courant de saturation, si les lampes sont identiques, est

proportionnel au nombre de lampes et la résistance de l'ensemble est en raison inverse de ce nombre.

Schéma d'un poste d'émission à lampes. — La figure 236, donne le schéma de principe d'un poste E3.

Le circuit oscillant est disposé sur le circuit de plaque; le potentiel de la plaque est fourni par une dynamo de génératrice continue f. é. m., égale à 320 volts.

Une capacité C de 1 microfarad est destinée à écouler les courants de BF provenant du passage des lames du collecteur sur les balais; la self S les arrête; une capacité c $\left(\frac{1}{1\,000}\right.$ de microfarad environ$\left.\right)$ transmet directement à la plaque les variations de potentiel de HF.

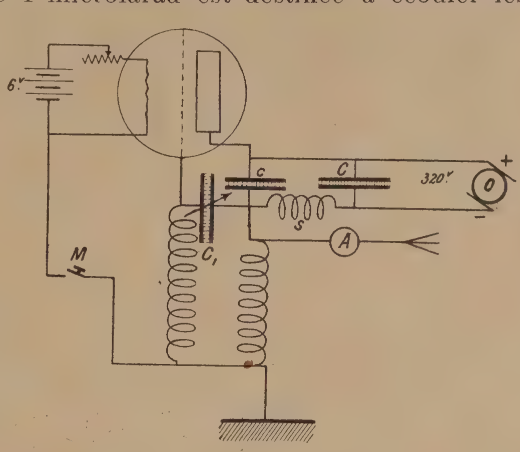


Fig. 236.

La capacité C_1 permet de se régler dans le voisinage de la limite d'entretien afin d'obtenir une forte intensité dans l'ampèremètre d'antenne A.

Divers types de lampes utilisés à l'émission. — Les petites lampes de la radiotélégraphie militaire peuvent fournir à l'antenne une puissance de 25 W. Des lampes de 250 et même 500 W. antenne sont couramment en usage. La durée des lampes de 250 W. peut atteindre 1 000 h.

L'utilisation limitée des lampes de puissance supérieure à 500 W. provient de leur prix élevé et de la durée restreinte du filament. Heureusement, la technique de la construction des lampes se développe avec une rapidité considérable. Il existe des lampes de 1 200 W. à filament remplaçable, des lampes de 5 000 W. à filament remplaçable également; la Western Electric fabrique des lampes de 10 kW. antenne et plus. Le manque de garantie empêche encore, dans une exploitation, l'emploi des lampes [1], dont les avantages techniques sont considérables; il semble que dans un avenir prochain elles soient destinées à remplacer tout autre mode d'émission d'ondes entretenues pour des puissances atteignant jusqu'à 100 kW. antenne et même plus.

Personne ne peut dire ce que sera son emploi dans le futur.

(1) Pour des puissances supérieures à 5 kWS.

III. — LAMPE DÉTECTRICE.

Généralités. — La forme des caractéristiques des courants de plaque et de grille en fonction du potentiel de grille nous montre la possibilité d'utiliser une lampe comme détecteur soit :

1° En utilisant la courbure de la caractéristique de plaque;

2° En utilisant la courbure de la caractéristique de grille.

Emploi de la courbure de la caractéristique de plaque. — Pour un chauffage et un potentiel de plaque donnés, la caractéristique du courant de grille (fig. 237) possède deux points P et Q où la pente change rapidement de valeur; si, au moyen d'un potentiomètre P (fig. 238) on règle, en l'absence de toute réception, le potentiel de la grille à une valeur négative Op, si l'on superpose à cette différence de potentiel Op, celle alternative prise entre les bornes A et B de la capacité d'un poste pendant une réception, on obtient pour les alternances positives des variations de courant de plaque supérieures à celles produites par les variations négatives : il y a détection et à chaque train d'ondes reçu par l'antenne, la plaque du téléphone T (placé sur le secondaire d'un transformateur afin de ne pas être traversé par le courant constant Pp) est attirée.

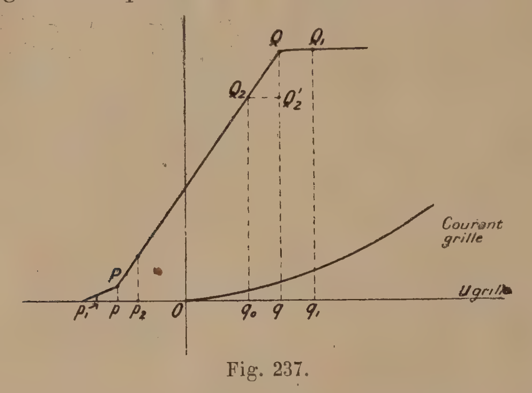


Fig. 237.

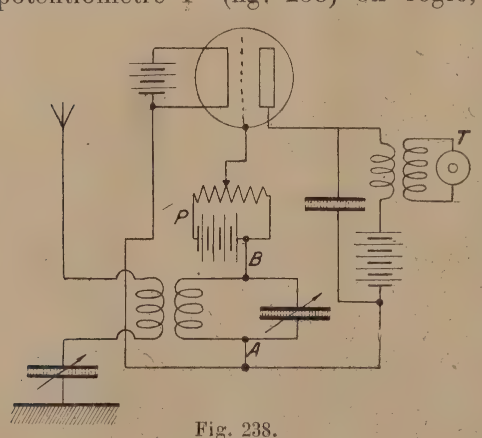


Fig. 238.

Le même résultat est obtenu si l'on porte en l'absence de toute oscillation, le potentiel de la grille à un potentiel Oq (fig. 237) : là, les alternances positives qq_1, sont sans effet sur le courant de plaque, les alternances négatives produisant une diminution QQ'_2 de ce courant.

Le premier mode de détection est utilisé de préférence, le deuxième donnant lieu à l'existance d'un courant de grille.

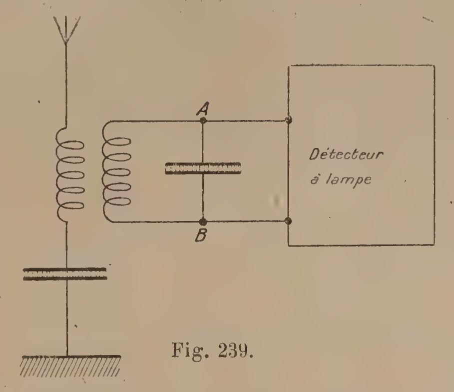


Fig. 239.

La lampe ainsi employée constitue un détecteur beaucoup plus sensible que ceux déjà étudiés (détecteurs à cristaux en particulier), sauf pour les très faibles longueurs d'ondes où les cristaux sont préférables (100 mètres par exemple); alors la capacité entre grille et plaque est suffisante pour donner passage à une fraction non négligeable du courant HF sans le détecter.

La sensibilité de la lampe détectrice provient de la petitesse de l'énergie puisée entre les points A et B au circuit oscillant nécessaire pour commander le passage des électrons, mis en mouvement par la pile de plaque; si bien qu'en définitive, la lampe fonctionne en relais; la pile de plaque fournit l'énergie absorbée par le téléphone et l'amortissement du conduit oscillant ne subit aucune augmentation; le détecteur à galène emprunte, au contraire, au circuit oscillant l'énergie nécessaire au fonctionnement du téléphone et amortit de ce fait les oscillations du secondaire, diminuant ainsi la sélectivité du système.

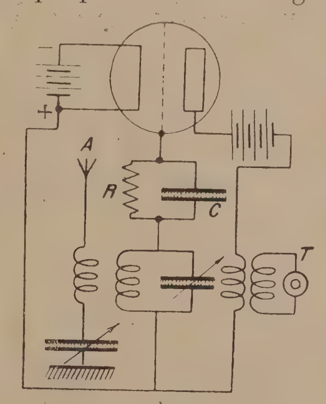


Fig. 240.

Emploi de la courbure de la caractéristique de grille. — C'est le mode le plus souvent utilisé, puisqu'il permet de se passer de potentiomètre; il consiste à choisir comme point 0 commun aux trois circuits, le pôle positif de la pile de chauffage et à disposer sur le circuit de grille une très forte résistance de 4 à 5 mégohms shuntée par une très faible capacité (fig. 240).

Si l'ensemble détecteur R,C n'existait pas et en l'absence de

toute réception, la différence de potentiel (filament-grille) aurait une valeur OV_1 (fig. 240 *bis*) et le courant de grille, une intensité $V_1 K_1$; l'interposition de la résistance R a pour résultat de diminuer le courant de grille en abaissant la différence de potentiel entre le filament et la grille à une valeur OV_2 correspondant au courant grille $V_2 K_2$ et de plaque $V_2 P_2$.

Les émissions reçues par l'antenne donnent naissance dans le circuit secondaire à une différence de potentiel alternative transmise à la grille par l'intermédiaire de la capacité C : il en résulte des variations du courant de grille et, par suite de la courbure de la caractéristique de grille, une augmentation de

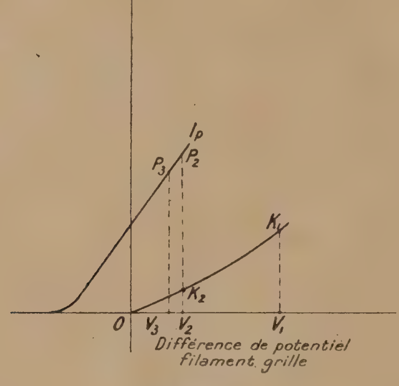


Fig. 240 *bis*.

la valeur moyenne de ce courant; d'où une chute de tension plus considérable dans la résistance R et une diminution de la différence de potentiel moyenne entre le filament et la grille; de sorte que les oscillations du courant de plaque au lieu de se faire autour de la valeur moyenne $V_2 P_2$ se font autour d'une valeur plus faible $V_3 P_3$.

La réception de signaux diminue donc la valeur moyenne du courant de plaque : la détection est ainsi obtenue.

IV. — LAMPE AMPLIFICATRICE.

Généralités. — L'intensité des courants induits dans les circuits de réception est extrêmement faible et pour une radiocommunication à grande distance (6 000 km.) insuffisante pour impressionner les organes de réception, même si l'écoute se fait au moyen de l'appareil si sensible qu'est l'écouteur téléphonique. Les propriétés des lampes à trois électrodes a permis de résoudre le problème de l'amplification de ces courants et a transformé complètement le problème de la réception; il ne

s'agit plus maintenant d'obtenir une intensité de réception suffisante pour une écoute directe, mais d'avoir une intensité de signal plus forte que celle des parasites, ceux-ci étant amplifiés en même temps que les signaux.

Tout relais comporte une armature, mise en mouvement par une source d'énergie faible, et dont le déplacement produit la mise en jeu de puissances bien plus fortes.

Exemple. — Relais télégraphiques pour sectionner les lignes de grande distance (fig. 241) : le courant très faible passant dans l'électro L attire l'armature A et ferme la pile P sur la nouvelle section de la ligne. Nous avons déjà trouvé l'usage de relais dans les postes d'émission de grande puissance dont le

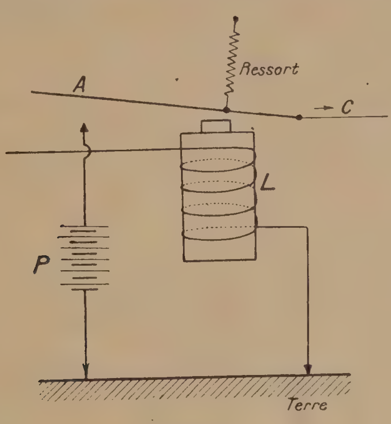


Fig. 241.

circuit primaire est coupé à distance par l'intermédiaire d'un relais actionné par une source de faible puissance.

Les qualités que doit posséder un relais mécanique sont différentes suivant le but auquel il est destiné; les deux propriétés de sensibilité et de rapidité vont à l'encontre l'une de l'autre et il s'agit dans chaque cas de rechercher l'une ou l'autre; dans le relais Baudot, on a surtout recherché une grande rapidité; la constante de temps de ce relais est $\frac{L}{R} = \frac{1.3}{200} = 0'',0065$; il est cependant sensible et obéit à des courants inférieurs à 5 milliampères.

Les relais mécaniques ne peuvent être directement utilisés pour les réceptions radio-télégraphiques : il est en effet difficile, sinon impossible, de leur donner à la fois une rapidité et une sensibilité suffisantes.

D'autre part, ils sont incapables de répéter fidèlement sans déformation et d'amplifier des courants de forme quelconque (téléphoniques par exemple).

Une lampe à trois électrodes possède *à la fois* les propriétés suivantes :

1° Très grande rapidité ;

2° Très grande sensibilité ;

3° Répétition fidèle sans déformation du courant à amplifier.

Considérons la réception de la figure 242. Supposons

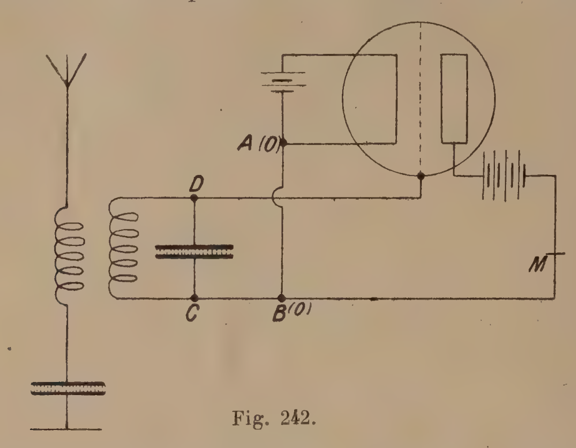


Fig. 242.

(fig. 243) qu'en l'absence de toute émission faite par un poste éloigné, le point de fonctionnement soit en A au milieu de la partie rectiligne pour un potentiel de plaque 80 v. et un chauffage de $0^A,65$ par exemple ; pendant la durée d'un signal entre les points, il existe entre les points C et D une différence de

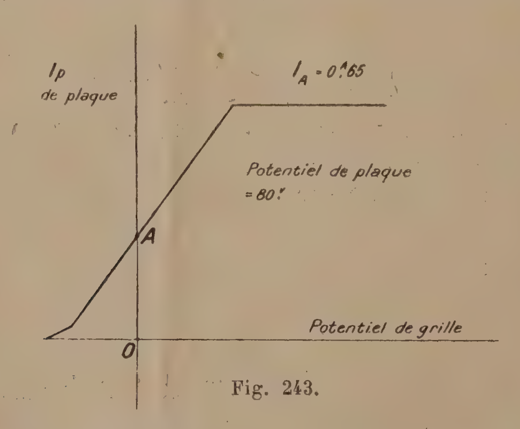


Fig. 243.

potentiel alternative de haute fréquence, qui, appliquée à la grille fait osciller son potentiel, provoquant des variations *très rapides* et *proportionnelles* du courant de plaque ; la rapidité du système provient du manque d'inertie des électrons dans leur passage filament-plaque ; sa sensibilité provient de l'énergie

extrêmement faible pour porter la grille aux différents potentiels (charge de la très faible capacité de cette grille); enfin, le manque de déformation est dû au fait que le point de fonctionnement étant en A sur la partie rectiligne de la caractéristique, les variations de potentiel de grille entraînent des variations proportionnelles de courant de plaque.

Désignons par u la différence de potentiel alternative entre les points C et D et appliquée à la grille; les variations de courant de plaque sont les mêmes que si, dans le circuit du plaque, on disposait une f. é. m. K fois plus grande égale à Ku; K est ce que l'on appelle le pouvoir *amplificateur* en volts de la lampe; il est d'autant plus grand que le chauffage de la lampe est plus élevé; ceci paraît évident si l'on se rappelle la variation de forme des caractéristiques lorsque le chauffage varie, les autres éléments restant les mêmes : le potentiel u (fig. 244) variant entre deux valeurs extrêmes OP et OP′ opposées, pour un chauffage de $0^A,65$ le courant de plaque oscille entre P′M′ et PM et pour un chauffage de $0^A,70$ entre $P'M'_1$ et PM_1; l'amplitude de variation est alors beaucoup plus forte.

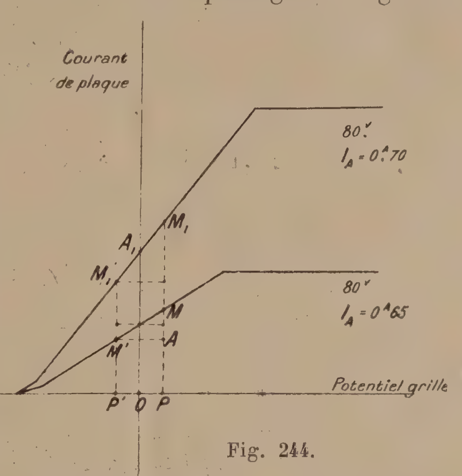


Fig. 244.

Si la différence de potentiel à amplifier est alternative de basse fréquence, soit en T. S. F. de fréquence téléphonique, l'amplificateur fonctionne de la même manière.

Divers types d'amplificateurs. — On peut classer les différents types d'amplificateurs en plusieurs catégories :

1° Amplificateurs	à transformateurs	à basse fréquence à haute fréquence.
2° —	à résistance	haute fréquence basse fréquence très basse fréquence.
3° —	à résonance.	

Nous nous proposons d'étudier ces divers types en détail :

1° Amplificateur basse fréquence à transformateurs. — Considérons le poste de réception de la figure 245 dont le téléphone est remplacé par le primaire d'un transformateur dont le secondaire est connecté sur la grille d'une lampe; les varia-

tions de potentiel alternatives de basse fréquence agissent sur la grille et produisent de fortes variations du courant de plaque, ainsi qu'il a été étudié précédemment; l'écouteur disposé sur le circuit plaque (ou mieux sur le secondaire d'un transformateur dont le primaire est disposé sur le circuit plaque, afin d'éviter le passage du courant de plaque continu) est impressionné par ces variations.

Si ces dernières sont insuffisantes, si l'amplification est trop faible, rien n'empêche d'amplifier à nouveau au moyen d'une

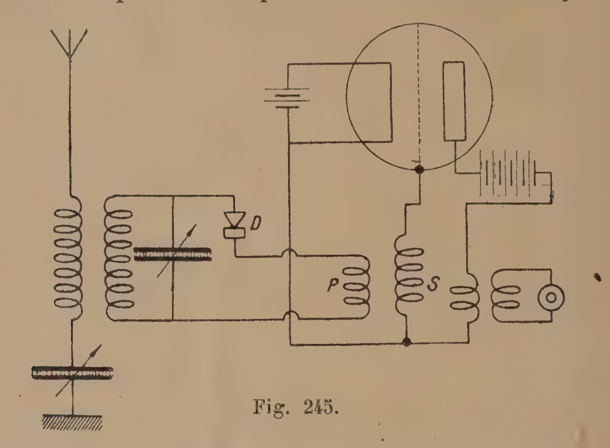


Fig. 245.

deuxième lampe disposée comme l'indique la figure 246 : théoriquement, il serait possible d'ajouter ainsi à la suite les unes des autres un grand nombre de lampes amplificatrices; en réalité, ce résultat est impossible à atteindre; au-dessus de *trois étages d'amplification*, des ondes entretenues prennent naissance par suite de couplages entre les divers circuits et le téléphone T hurle en permanence, empêchant toute réception; cet inconvénient est celui de tous les amplificateurs à transformateurs où le couplage entre plaque d'une lampe et grille de la suivante est obtenu par l'intermédiaire d'un champ magnétique. Les transformateurs de couplage sont du genre des transformateurs téléphoniques à circuit magnétique fermé; si l'on ne tenait pas compte du courant de grille, toujours très faible d'ailleurs, il serait avantageux d'utiliser un rapport de transformation aussi fort que possible, afin d'obtenir des variations de potentiel de grille aussi grandes que possible; l'expérience a montré que pour les lampes de la radiotélégraphie militaire, il est convenable d'utiliser un rapport de transformation de 4 ou 5 dans le couplage d'une lampe à la suivante (6 000 spires au primaire et 25 000 au secondaire).

Dans les amplificateurs à transformateur généralement utilisés, les trois lampes sont montées sur un même bâti; les

filaments sont disposés en parallèle sur la même source de chauffage (accumulateurs 4 volts 100 AH), une batterie d'accumulateurs de 3 AH fournit le potentiel de 80 volts à toutes les plaques. Au point de vue extérieur, l'ensemble se présente sous la forme d'une boîte dont le *plan supérieur* porte les lampes et le *panneau avant*, les bornes d'entrée de la ligne, le rhéostat de chauffage généralement commun à toutes les lampes, les bornes du 80 volts, celle du 4 volts de chauffage et enfin une mâchoire double pour écouteur téléphonique.

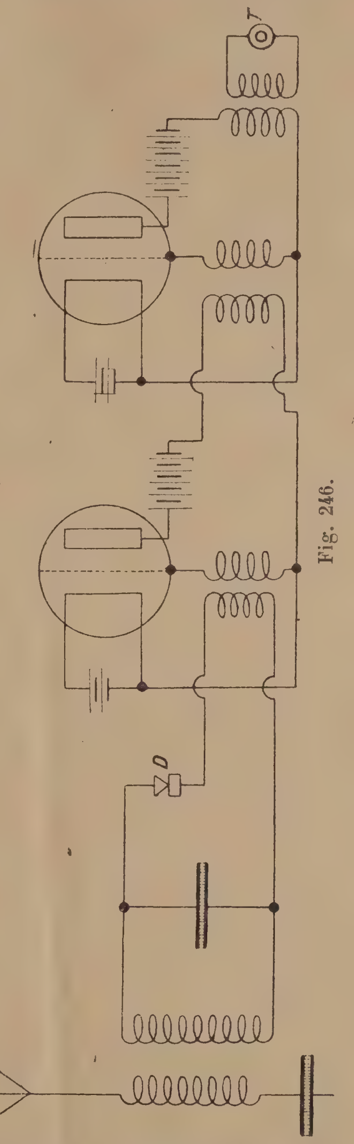


Fig. 246.

Un semblable amplificateur amplifie tous les courants de fréquence téléphonique ; il peut être utilisé à un poste de réception, à l'extrémité d'une ligne téléphonique pour combattre l'affaiblissement des courants sur la ligne.

Amplificateur à transformateurs à haute fréquence. — On peut utiliser en H.F., avant détection, des amplificateurs à transformateurs ; il est nécessaire alors d'utiliser des transformateurs spéciaux, soit sans fer, soit à circuit magnétique constitué par des feuilles très minces de tôle de fer au silicium qui conservent en H.F. une forte perméabilité. Ces amplificateurs présentent les mêmes inconvénients que leurs semblables en basse fréquence : possibilité d'amorçage d'oscillations entretenues qui viennent troubler toute réception :

Il est possible d'utiliser sur un même meuble une amplification à plusieurs étages en haute fréquence, une détection et une amplification à basse fréquence ; si le détecteur, comme d'habitude est à lampe, on obtient le schéma d'installation de la figure 247.

On utilise d'habitude plusieurs lampes amplificatrices H.F.

et B.F. et la même source de 4 volts fournit le chauffage des filaments; la même batterie de 80 volts donne aux plaques le

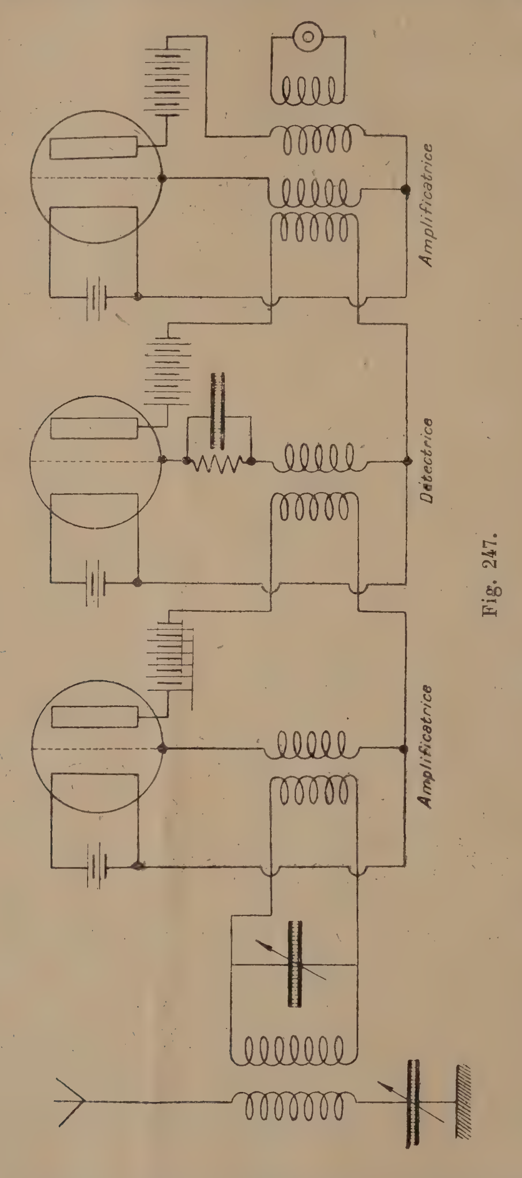


Fig. 247.

potentiel convenable. Les amplificateurs à transformateur sont généralement désignés par la lettre L suivie d'un numéro indiquant leur modèle :

Ex. : Amplificateur L_1 { 3 amplificatrices H.F., 1 détectrice, 2 amplificatrices B.F.;

Toutes les lampes sont portées sur le même bâti avec rhéostat de chauffage commun — prise de 80 volts — bornes ligne et mâchoire pour téléphone.

2° **Amplificateurs à résistance.** — Dans le circuit de plaque d'une lampe, disposons une forte résistance de 80 000 ohms par exemple, le potentiel de la grille étant nul (fig. 248).

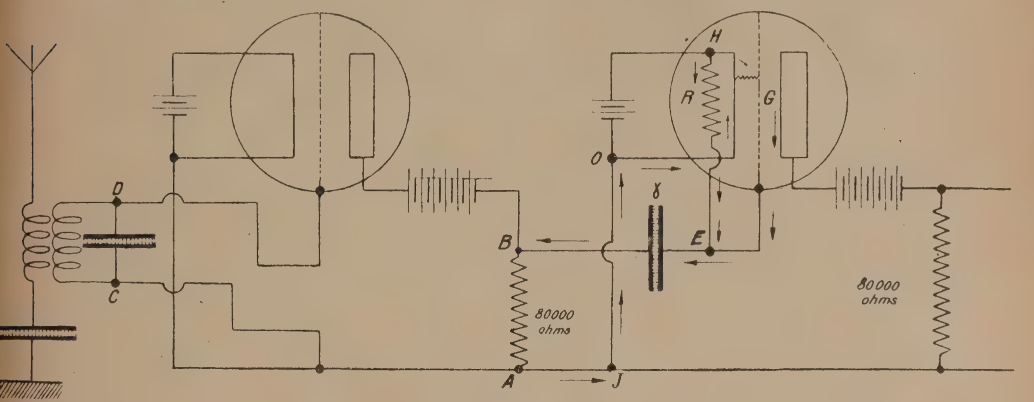


Fig. 248.

Avant[1] interposition des 80 000 ohms, le courant de plaque possède une valeur représentée par OA (fig. 249) correspondant à un certain chauffage et à une différence de potentiel entre plaque et filament égale à la f. é. m. E de la batterie de pile, puisqu'en négligeant toute résistance du circuit de plaque, autre que celle entre le filament et la plaque, la chute de tension se produit entièrement dans l'espace filament plaque. En intercalant 80 000 ohms, résistance bien supérieure à celle de l'espace filament plaque, on produit une diminution du courant plaque; la chute de tension dans le circuit de plaque se produit donc presque uniquement entre les extrémités de la résistance de 80 000 ohms. A l'arrivée d'un signal, le potentiel de grille oscille, faisant varier l'intensité du courant de plaque; si u_{eff}[2] est la valeur efficace de la

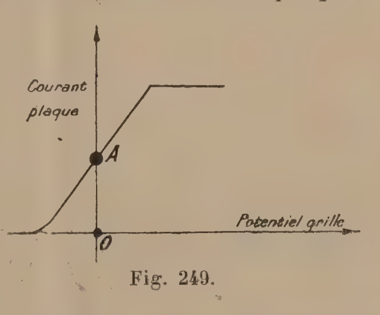


Fig. 249.

(1) Voir pages 159 et 160, §§ 2 et 3.
(2) Voir page 162 : Application, § 1.

différence de potentiel entre les points C et D et, par suite, du potentiel de grille, tout se passe dans le circuit de plaque comme si on intercalait un petit alternateur de f. é. m. efficace Ku_{eff} (K = pouvoir amplificateur de la lampe) (fig. 250); la valeur du courant alternatif qui prend naissance dans le circuit plaque et se superpose au courant constant $P_p = 0A$ est :

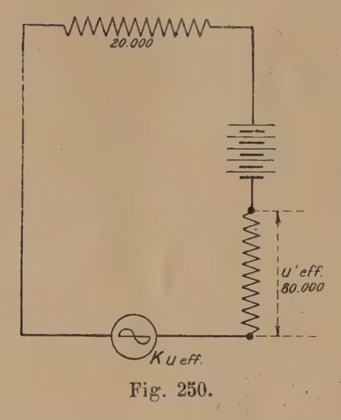


Fig. 250.

$$i_{eff} = \frac{Ku_{eff}}{80\,000 + 20\,000}\ (1)$$

et la valeur efficace de la différence de potentiel correspondante aux bornes de la résistance de 80 000 ohms est :

$$u'_{eff} = Ku_{eff} \times \frac{80\,000}{80\,000 + 20\,000};$$

la résistance de 80 000 ohms absorbe les $\frac{8}{10}$ de la f. é. m. totale alternative produite dans le circuit. C'est cette *variation de différence de potentiel* u_{eff} bien supérieure à u_{eff} $\left(K = 10 \text{ pour des lampes de la radiotélégraphie militaire } u'_{eff} = 10 \times \frac{8}{10} u_{eff} = 8u_{eff}\right)$ que nous voulons transmettre à la grille d'une deuxième lampe.

Il suffit (fig. 248) de joindre l'une des extrémités A au point O (chemin AJO) choisi comme potentiel 0, le point B à la grille de la deuxième lampe par l'intermédiaire d'une capacité (2) convenable et de réunir la grille au filament par une résistance

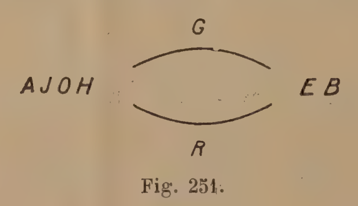


Fig. 251.

R de 4 mégohms. La différence de potentiel u'_{eff} débite sur un circuit comprenant une capacité et deux résistances en parallèle, l'une de 4 mégohms, l'autre constituée par l'espace filament grille de $\frac{4}{3}$ mégohms environ; si l'on part de A, ce circuit se

(1) En prenant la valeur de 20 000 ohms comme résistance de l'espace filament-plaque pour le chauffage considéré.

(2) Le condensateur γ empêche la grille de la 2e lampe (fig. 248) d'être portée en l'absence d'oscillations à un potentiel égal à celui qui existe alors aux bornes de la résistance AB.

ferme comme l'indique la figure 251. Cet ensemble peut être assimilé au dispositif de la figure 252 où l'alternateur A produit à ses bornes une différence de potentiel u'_{eff}.

Or, on cherche à obtenir une forte différence de potentiel efficace entre filament et grille (E et H), afin d'avoir une forte variation du courant de plaque de la 2e lampe; la chute de tension totale u'_{eff} se partage entre le condensateur γ et la résistance de 1Ω équivalente aux deux résistances en parallèle; pour être presque entièrement comprise entre E et H, soit entre filament et grille, il faut que : $U = RI = 1\,000\,000\ I$ (différence

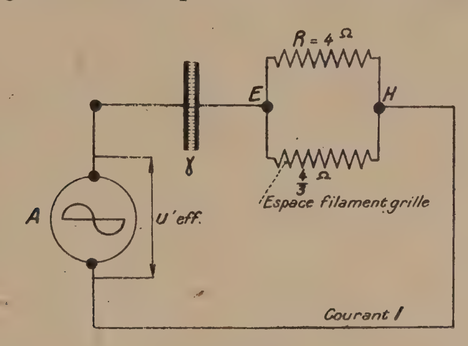


Fig. 252.

de potentiel efficace aux bornes de la résistance ou du filament et de la plaque) soit supérieure à la différence de potentiel $U = \frac{1}{\gamma\omega}$ aux bornes de la capacité (I est le courant qui parcourt le circuit en dérivation aux extrémités des 80 000 ohms et égal à

$$\frac{K u_{\text{eff}}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\gamma\omega}\right)^2}}.$$

Si, par exemple, $U = 10U'$ soit $1\,000\,000\ I = \frac{10I}{\gamma\omega}$, on obtient la relation : $\gamma\omega = \frac{1}{10^5}$, *la capacité de couplage dépend essentiellement de la pulsation*, ou de la fréquence des oscillations à amplifier; c'est ainsi que si l'on veut amplifier des courants de H.F., il suffit de prendre de faibles valeurs de γ; si $N = 100\,000$, $2\pi N = 628\,000$,

$$\gamma = \frac{1}{628\,000 \times 10^5} \text{ farad}, \quad \gamma = 1{,}7 \text{ cent millième de microfarad.}$$

Si $N = 10$ (fréquence télégraphique), $\gamma = 1{,}7$ dixième de microfarad.

Ce genre d'amplificateur peut donc être utilisé pour toutes les fréquences et spécialement pour

les hautes fréquences,
les basses fréquences,
les très basses fréquences obtenues dans les réceptions avec système imprimeur.

Ayant disposé sur la plaque de la deuxième lampe une résistance de 80 000 ohms, on peut appliquer la différence de potentiel à une troisième lampe, etc., on obtient ainsi un certain nombre d'étages successifs d'amplification.

Enfin, il est possible d'amplifier à H.F., de détecter, d'amplifier à basse fréquence; comme pour les amplificateurs à transformateurs, une source unique de 4 volts chauffe les filaments des lampes et une source de 80 volts fournit le potentiel des plaques.

Les amplificateurs à résistances donnent moins souvent lieu à des amorçages que les amplificateurs à transformateurs; on peut disposer d'un plus grand nombre d'étages qu'avec les précédents; mais ils possèdent un défaut assez grave : la construction des résistances de 80 000 ohms et surtout de 4 mégohms donne lieu à certaines difficultés; ces résistances (fig. 253) sont constituées par un trait de crayon ou d'encre de Chine tracé sur du verre et noyé à l'intérieur de paraffine; ces résistances variables avec le temps diminuent, rendant négligeable la différence de potentiel entre grille et filament qu'elles court-circuitent; c'est à leur défectuosité qu'il faut attribuer les bruissements qui peuvent se produire dans les amplificateurs de ce type. Des résistances plus stables à dépôt cathodique donneront probablement de meilleurs résultats.

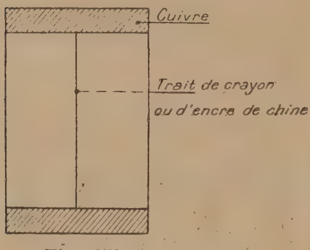


Fig. 253.

Les amplificateurs à résistance sont généralement désignés par la lettre R suivie d'un indice : R_3 *ter* — R_2 *bis* — R_6, etc.

3° **Amplificateurs à résonance.** — Sur le circuit grille d'une lampe (fig. 254), disposons le secondaire d'un poste de réception et sur le circuit-plaque un circuit oscillant à capacité variable C. Le circuit d'antenne et son secondaire étant accordés sur un poste d'émission, on constate que si l'on fait varier C, la différence de potentiel entre les points A_1 et B_1 passe par un maximum lorsque le circuit oscillant de plaque est lui-même accordé sur la longueur d'onde à recevoir(1); cette différence

(1) On peut comparer la figure 254 à la figure 233 : la différence de potentiel prise entre A et B (fig. 254) constitue l'excitation nécessaire à la production d'ondes entretenues dans le circuit A_1 B_1.

de potentiel est égale à K fois la différence de potentiel entre les points A et B. La lampe amplifie donc les signaux et tout spé-

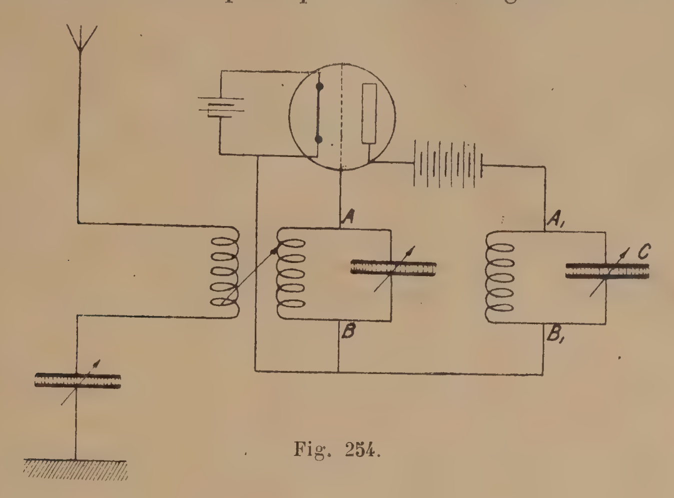


Fig. 254.

cialement ceux qui correspondent à la longueur d'onde qu'il s'agit de recevoir; on peut utiliser plusieurs étages d'amplification : il faut alors accorder autant de circuits oscillants qu'il y a d'étages; ceci ne présente que peu d'inconvénients lorsqu'il

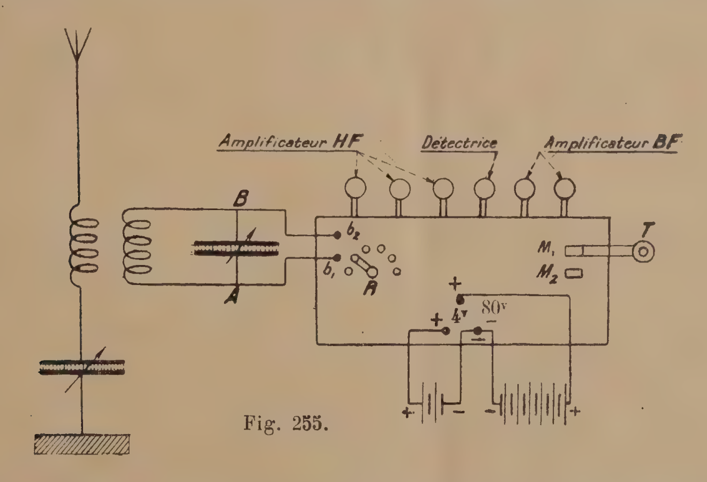


Fig. 255.

s'agit de recevoir toujours le même poste travaillant toujours sur la même longueur d'onde, ce qui est généralement le cas pour les communications à grande distance et à trafic important.

Divers montages d'amplificateurs. — Les amplificateurs utilisés comportent ordinairement (fig. 255) :

1° Un certain nombre de lampes amplificatrices H.F.;

2° Une lampe détectrice;

3° Un certain nombre de lampes amplificatrices B.F.

Les deux bornes d'entrée b_1 et b_2 sont reliées aux armatures du condensateur du circuit secondaire — un rhéostat R règle le chauffage des filaments des lampes — une fiche à trois trous permet de mettre la source de 4 volts pour le chauffage des filaments et les 80 volts sur les plaques; enfin, le téléphone T peut être introduit dans l'une ou l'autre des deux mâchoires M_1 et M_2.

Un même amplificateur peut comporter une combinaison des montages précédents; par exemple, l'amplificateur H.F. peut être constitué par plusieurs lampes amplificatrices à résistance et l'amplificateur B.F. par deux étages à transformateur.

ÉMISSION DES ONDES ENTRETENUES

CHAPITRE II (*Suite 1*)

EMPLOI DE L'ARC H.F. POUR LA PRODUCTION D'ONDES ENTRETENUES

I. Étude d'une analogie mécanique.

II. Étude de l'arc électrique. — Caractéristique statique. — Explication des phénomènes ou théorie de l'arc. — Action d'un champ magnétique sur l'arc électrique. — Arc de Duddell — Raisons de l'impossibilité de produire de la haute fréquence au moyen de l'arc de Duddell. — Artifices utilisés. — Influence de l'intensité du champ magnétique sur la nature des oscillations obtenues : les trois espèces d'oscillations.

III. Arc Poulsen. — Sa définition. — Réglage du champ magnétique lorsqu'on fait varier soit la force électromotrice de la source d'alimentation, — soit la longueur d'onde, — soit la résistance de l'antenne, — soit la nature du gaz.

Description générale d'un système d'émission par arc Poulsen : Circuit d'alimentation de l'arc. — Arc à proprement parler. — Organes de mise en marche. — Organes de protection. — Montage de l'arc. — Systèmes de manipulation. — Mise en marche et réglage d'un arc. — Rendement. — Avantages et inconvénients de l'arc. — Son utilisation.

I. — ÉTUDE D'UNE ANALOGIE MÉCANIQUE

1° *Caractéristique statique.* — Considérons l'ensemble de la figure 256 constitué par un cylindre E à l'intérieur duquel se meut un piston entraîné par un poids moteur P constant; ce cylindre et la canalisation extérieure AM*a*NB, à parois rigides, sont remplis d'un liquide incompressible, de l'eau par exemple; en *a* se trouve une soupape en caoutchouc (fig. 257) présentant un orifice *o* au passage du courant d'eau et disposée ainsi qu'il est indiqué sur la figure; on se rend compte que si l'on augmente la force motrice P, la différence de pression de part et d'autre de la soupape augmente et produit une diminution de section de l'orifice *o* et par suite une diminution du courant qui passe à travers le circuit total; ainsi, contrairement à ce qui se passe pour une conduite ordinaire (représentée par le tube AB de la figure 258), toute augmentation de pression produit une diminution de courant et la figure 259 indique

pour toute valeur du poids P, ou plutôt pour toute différence de pression de part et d'autre de la soupape, la valeur de

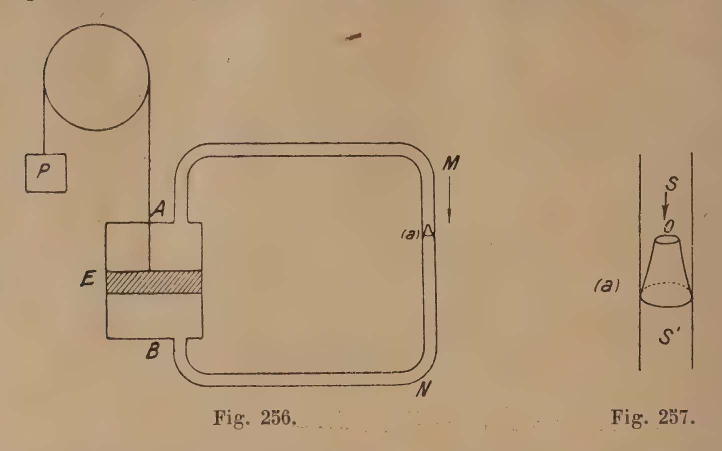


Fig. 256. Fig. 257.

l'intensité correspondante; c'est ce que nous appellerons la *caractéristique* de notre système.

Cette caractéristique statique a une forme tombante, contrairement à celle d'un conducteur en verre ordinaire; sa forme

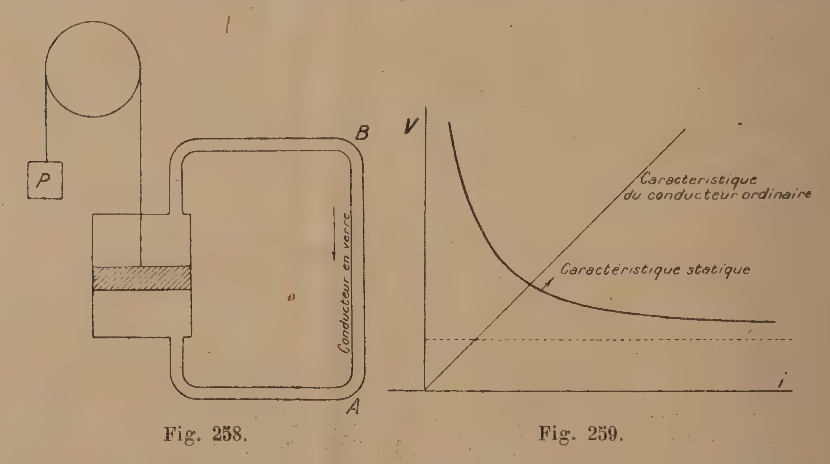


Fig. 258. Fig. 259.

dépend de la *sensibilité* de la soupape, c'est-à-dire de la facilité avec laquelle elle s'ouvre et se ferme sous l'influence d'une variation de pression.

2° Entre les points M et N intercalons (fig. 260) le système comprenant :

a) Un cylindre C avec membrane imperméable M maintenue par des ressorts r et r' qui prennent d'autre part appui sur les parois rigides du cylindre (condensateur);

b) Un tuyau R de section plus faible que celle des connexions et constituant pratiquement la totalité de la résistance par frottement opposée par le système MLRCN (résistance);

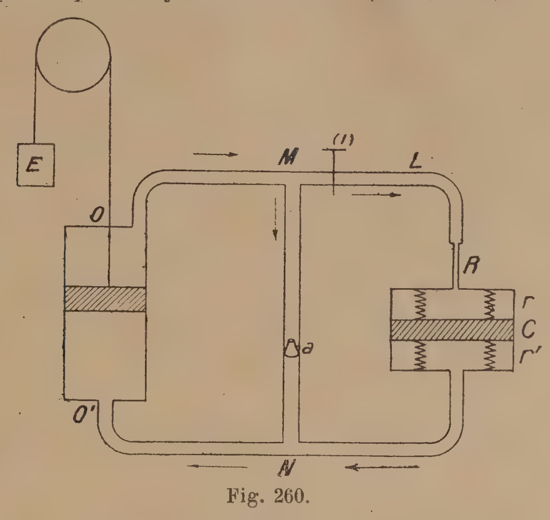


Fig. 260.

c) Les connexions remplies d'un liquide incompressible de masse L plus ou moins forte suivant que sa densité est plus ou moins forte (eau-mercure, etc.) (self-induction).

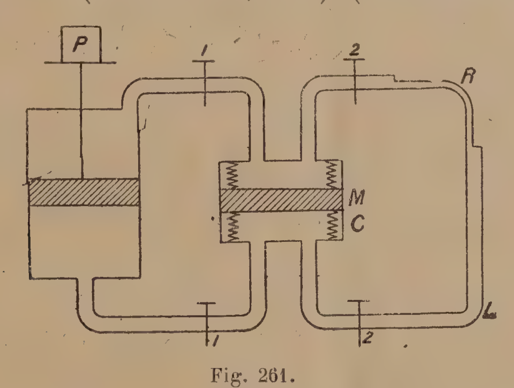


Fig. 261.

Le système LRC chargé préalablement, ainsi que nous l'avons étudié au début du cours (fig. 261), en ouvrant les robinets (1) les robinets (2) étant fermés, déchargé en fermant (1) et ouvrant (2), est le siège d'oscillations amorties de période $T = 2\pi\sqrt{CL}$, si la résistance R est faible.

Nous nous proposons d'étudier dans quelles conditions il est possible, en usant de la force motrice E [1] de fournir au

(1) De la figure 260.

système oscillant LRC l'énergie suffisante pour maintenir constantes les oscillations, c'est-à-dire pour compenser les pertes par frottements dans la résistance R.

D'une façon plus générale, nous nous proposons d'examiner les divers modes de fonctionnement du système mécanique de la figure 260 lorsqu'on fait varier les différents éléments.

Ce mode de fonctionnement dépend :

1° Des valeurs de la capacité C, de la masse L du liquide, de la résistance R;

2° De la force motrice E;

3° Des qualités de la soupape; *sensibilité* d'une part dépendant de la forme de la caractéristique statique; *rapidité* avec laquelle son fonctionnement suit les variations de pression ou manque d'inertie d'autre part.

Supposons que dans OM et NO′ le courant ait une valeur constante (nous verrons comment obtenir ce résultat dans le système électrique); ce courant se divise en M en deux autres; l'un qui passe dans la branche à soupape MN, l'autre qui passe dans la dérivation MLRCN; ces courants sont des fonctions :

1° De CLR;

2° De E;

3° Du fonctionnement de la soupape.

Nous partirons des cas les plus simples pour arriver à l'étude des cas généraux.

1er cas. — La force motrice E *est constante.* C *et* L *sont grands et constants. La caractéristique statique de la soupape est tombante* (fig. 263).

Faisant varier la résistance R, nous étudierons les divers régimes de fonctionnement.

a) R *très grand.* — Dire que la résistance R est infiniment grande, c'est dire que le robinet (1) est fermé et oppose une

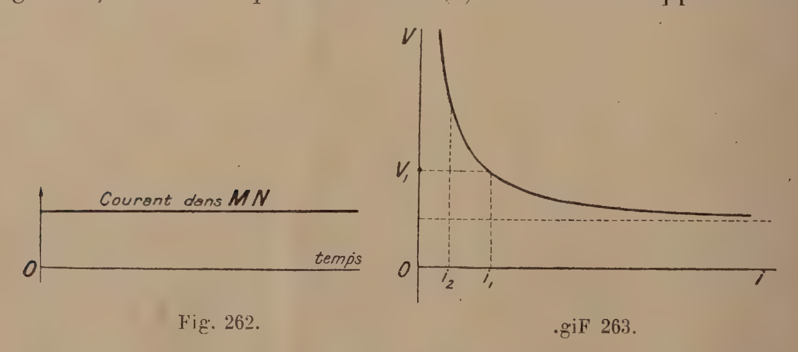


Fig. 262.

.giF 263.

résistance infinie au passage du courant de la branche MLRCN, le courant dans MN est constant et sa valeur donnée par la caractéristique statique est constante (fig. 262).

b) Si l'on diminue R, on constate pour une forte valeur de ce coefficient les phénomènes suivants : le robinet (1) (fig. 260) étant fermé, le courant qui traverse MN est constant et égal à

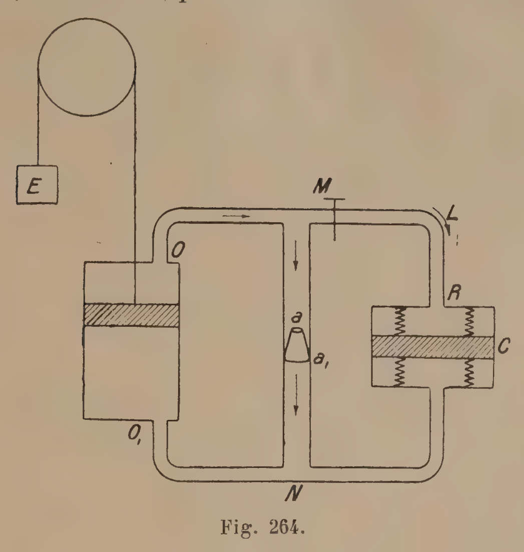


Fig. 264.

OI_1 (fig. 263) si la différence de pression est OV_1 de part et d'autre de la soupape ; en ouvrant (1), une partie du courant

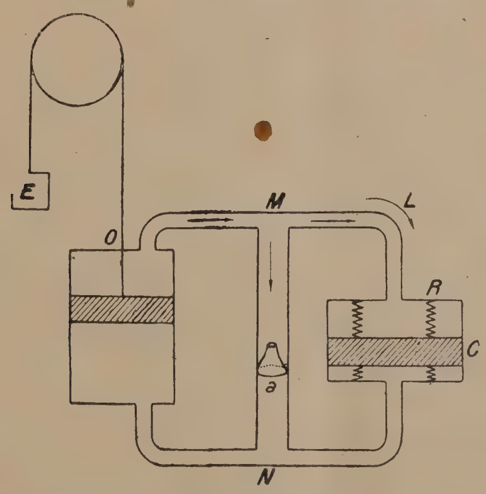


Fig. 265. — La capacité C se charge — la soupape *a* se ferme — le courant débité est utilisé à la charge de C.

qui traverse OM se dérive (fig. 264) vers la capacité C qui se charge, de telle sorte que le courant dans MN se trouve

diminué, ce qui entraîne une fermeture partielle de la soupape *a* et par suite une charge plus complète de la capacité, la quantité de liquide qui s'y dirige étant d'autant plus grande que *a* est plus fermée, c'est-à-dire que la soupape est plus sensible ou que la caractéristique statique est plus tombante; si le liquide était de masse négligeable, il s'établirait un état d'équilibre, la soupape *a* s'ouvrant à nouveau à la fin de la charge de la capacité C pour donner passage au même courant I_1 qui la traversait, lorsque le robinet (1) était fermé. Mais la masse du liquide (self), d'autant plus forte que la densité de celui-ci

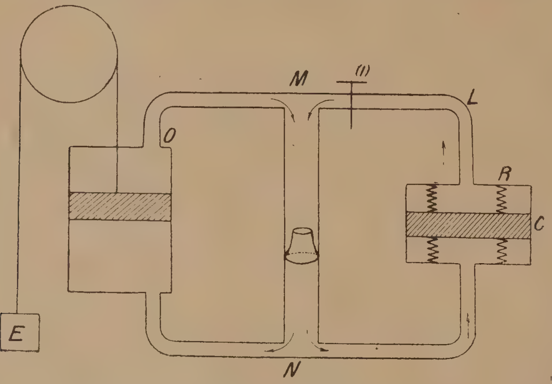


Fig. 266. — La capacité C se décharge dans la branche MN : la soupape s'ouvre pour accentuer cette décharge.

est plus grande, produit un dépassement de cette position d'équilibre; bientôt l'intensité s'annule dans la dérivation, le courant supposé *constant* dans OM passe entièrement par MN, la soupape *a* s'étant ouverte jusqu'à la valeur du début; la capacité se décharge en sens inverse, l'intensité augmente dans MN, et d'après ce que nous avons vu, la soupape continue à s'ouvrir entraînant une décharge plus complète, accentuée encore par la masse du liquide; la soupape se referme ensuite avant que la décharge soit totale pour présenter même ouverture qu'au début au moment où le courant constant passant par OM traverse seul MN; l'ouverture diminue encore comme ci-dessus indiqué. Le courant dans MN est la superposition d'un courant constant I_c, égal à l'intensité qui traverse MN, le robinet (1) étant fermé, et d'un courant alternatif I_A de faible intensité si la résistance R est grande; le courant dans la branche dérivée est entretenu de faible intensité et de période égale à celle T dont nous avons parlé ci-dessus.

La capacité C et la masse L étant forts, cette *période est grande* et la soupape peut suivre, malgré son inertie, toute variation de pression, de telle sorte que pour toute différence

de pression, l'intensité qui la traverse *est donnée par la caractéristique statique.*

Le travail produit par la descente du poids E est utilisé d'une part sous forme utile à compenser les pertes par frottement dans la résistance R, d'autre part sous forme inutile pour le fonctionnement de la soupape *a*. Si l'on diminue la résistance R, le courant dérivé augmente d'intensité pour une même

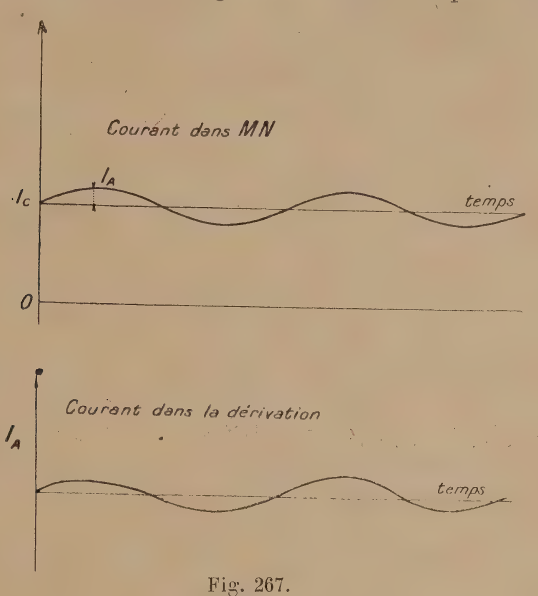


Fig. 267.

soupape. Si tous les éléments restant identiques on augmente la force motrice E, l'amplitude des oscillations augmente.

2e *Cas. — La force motrice* E *est constante. —* C *et* L *sont faibles et constants. — La résistance* R *n'est pas grande.* — Ici deux difficultés se rencontrent dans la production d'un courant entretenu dans la dérivation MLRCN :

1° La capacité C étant très faible (fig. 268), lorsqu'on ouvre le robinet (1), le courant dérivé est très faible et il faut une soupape extrêmement *sensible* pour fonctionner dans de telles conditions; la caractéristique statique de cette soupape doit être très tombante, de telle sorte qu'une faible diminution d'intensité *m n* entraîne une forte augmentation de pression de part et d'autre et par suite une forte charge de la capacité C.

2° La période d'oscillations T du système (CL) étant très faible, la soupape *a* ne peut suivre les variations rapides d'intensité; lorsque le courant diminue, la soupape est trop ouverte; elle ne l'est pas assez, n'ayant pas eu le temps de s'ouvrir lorsque le courant augmente; il y a retard du mouvement de

cette soupape sur la cause (différence de pression) qui donne naissance à ce mouvement; si l'on désire obtenir des oscillations entretenues, il s'agit de régler d'une manière convenable sa rapidité.

Supposons qu'elle possède une grande sensibilité et réglons (en changeant sa matière, sa forme, etc.) *son inertie* :

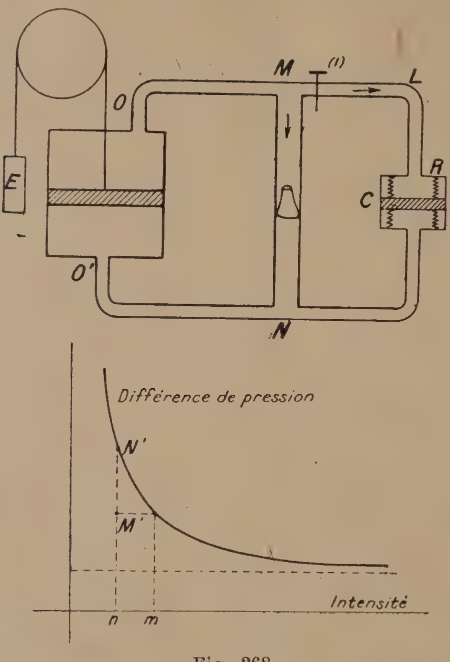


Fig. 268.

a) *Forte inertie.* — Il n'y a pas d'oscillations entretenues : la capacité C se charge entièrement lors de l'ouverture du robinet (1) avant que la soupape ait eu le temps de se fermer pour produire, ainsi que nous l'avons vu, une charge plus complète du condensateur C; il s'établit un état d'équilibre au bout duquel le courant dans MN possède même valeur qu'avant l'ouverture du robinet (1).

b) *Si l'inertie de la soupape est diminuée*, il est possible d'obtenir successivement les régimes de fonctionnement suivants :

1° Lorsqu'on ouvre le robinet (1), la soupape sensible et possédant une certaine inertie se ferme en partie, produisant une charge plus complète de C; le courant dans MN a la forme de la figure 269 et dans la dérivation, la forme de la figure 270. La soupape ne se fermant jamais complètement, le courant dans MN n'est jamais nul et sa valeur minima est égale à PQ.

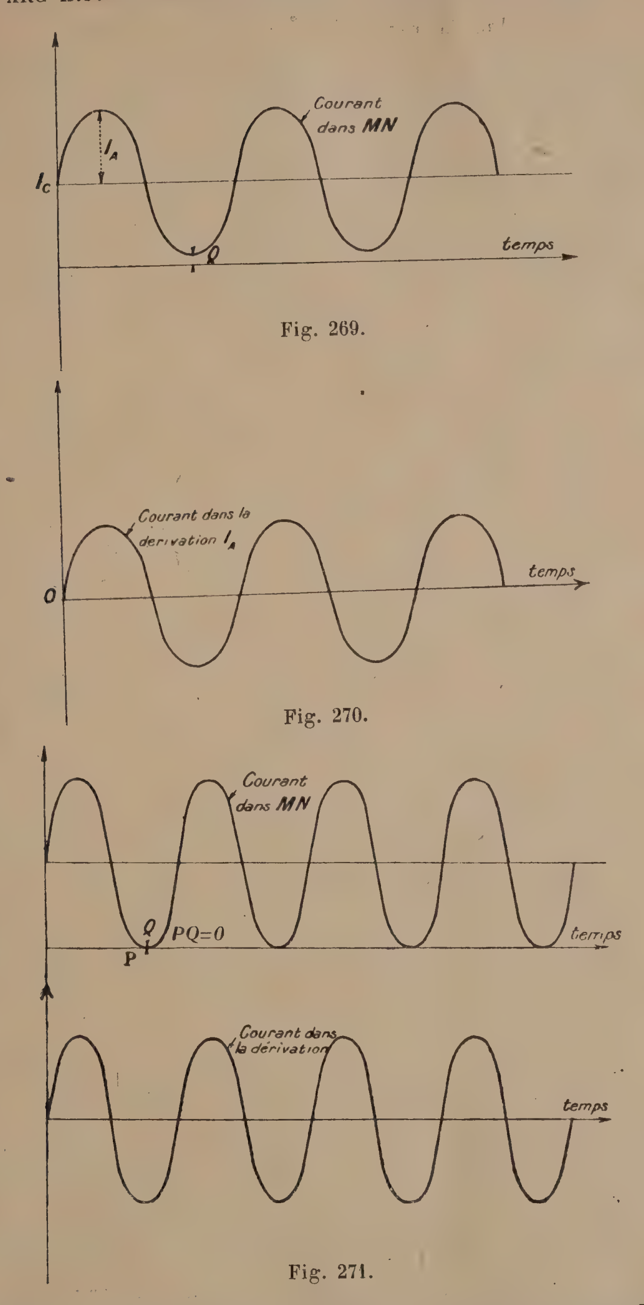


Fig. 269.

Fig. 270.

Fig. 271.

2° Si l'on diminue encore l'inertie, il peut arriver que la soupape se ferme entièrement un tout petit instant et que PQ soit

nul; l'intensité dans MN passe donc à certains instants par la valeur 0 (fig. 271).

3° Une nouvelle diminution d'inertie de la soupape étant effectuée, il peut arriver qu'elle se ferme un certain temps pendant lequel le courant constant débité par OM sert uniquement à la charge de la capacité C; le courant dans MN est alors nul (fig. 272).

Il y a avantage, afin d'avoir de fortes amplitudes dans la dérivation, à diminuer l'inertie de la soupape, afin d'augmenter la période T_1 d'extinction du courant dans MN et de canaliser

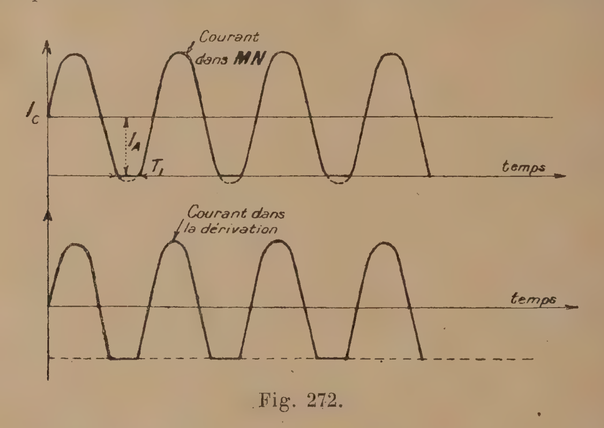


Fig. 272.

ainsi tout le courant qui est constant, produit par la force motrice E dans la capacité C. Cependant on se rend compte qu'en opérant ainsi, on déforme le courant dans la dérivation; celui-ci cesse d'être sinusoïdal et possède, par suite, un grand nombre d'harmoniques.

4° Enfin, si l'on augmente outre mesure la valeur de T_1, il peut se produire que la différence de pression soit suffisante pour retourner la soupape et laisse passer le courant dans la branche MN tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre.

II. — ÉTUDE DE L'ARC ÉLECTRIQUE

1° **Caractéristique statique.** — Si l'on met en contact deux cylindres de charbon aux bornes desquels est établie une différence de tension d'une soixantaine de volts (fig. 273), on constate que le point de contact, très résistant, s'échauffe par le passage du courant et rougit; on peut alors écarter les charbons, un arc jaillit dans l'espace compris entre les pointes : *c'est l'arc électrique.*

Si, pour une distance de charbon constante, on fait varier la

différence de potentiel, si l'on note les valeurs successives de ce facteur et celles que prend alors l'intensité dans l'arc, on obtient une courbe ayant la forme de la figure 274 et appelée *caractéristique statique de l'arc*; contrairement à ce qui se passe avec les conducteurs ordinaires, une augmentation de potentiel produit une diminution d'intensité; l'arc se comporte comme la soupape étudiée dans le paragraphe précédent.

A froid, l'arc ne s'*amorce* pas tant que les charbons ne sont pas en contact; sans qu'il y ait contact, on peut l'allumer :

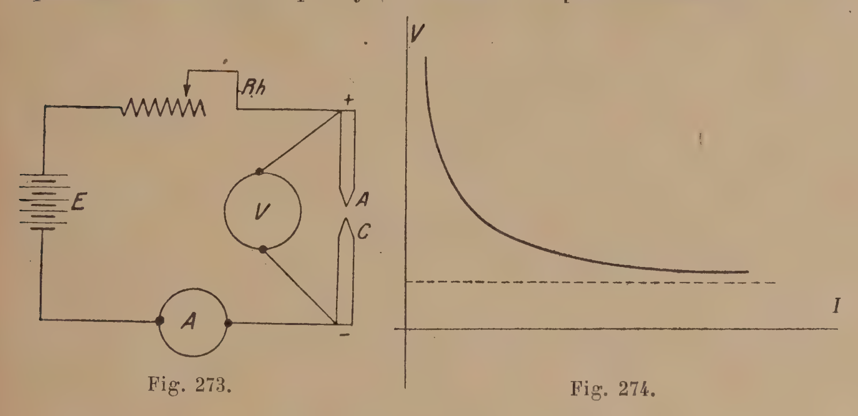


Fig. 273.

Fig. 274.

1° En portant le cathode (charbon relié au pôle négatif de la source) à l'incandescence;

2° Par le passage d'une étincelle entre les deux électrodes.

On éteint l'arc en ouvrant le circuit d'alimentation; quand on le ferme à nouveau, *il se rallume pourvu que l'interruption ne dure pas plus de quelques dixièmes de seconde.*

L'entretien de l'arc nécessite la dépense d'une énergie fournie par le générateur E; cette énergie se dissipe sous forme de chaleur et de lumière.

2° **Explication des phénomènes ou théorie de l'arc.** — Le générateur E disposé sur le circuit y donne naissance à un champ électrique dont une des lignes de force est indiquée sur la figure 275. Le fait de chauffer la cathode C donne naissance à une émission d'électrons; ceux-ci situés dans un champ électrique se déplacent en sens inverse des lignes de force [1], remontent ces lignes de force; mais tandis que le phénomène serait simple si l'espace AC était vide de gaz (cas des lampes à trois électrodes, courant filament plaque), il se complique par suite de la présence des molécules du gaz interposé; la nature de celui-ci intervient sérieusement dans l'étude du phénomène.

(1) Il suffit de se rappeler qu'une ligne de force est le chemin suivi dans un champ électrique par une masse positive — un électron (granule d'électricité négative) se déplace donc en sens inverse.

Les électrons en passant de la cathode C à l'anode A frappent contre les molécules de gaz; celles-ci constituées elles-mêmes d'un électron et d'un *reste* positif se décomposent en ces deux éléments, s'entourent de molécules neutres, et forment ce que l'on appelle des *ions* négatifs et positifs, qui se déplacent dans le champ électrique; ions positifs vers la cathode, ions négatifs ainsi que les électrons abandonnés par la cathode vers l'anode; les premiers viennent bombarder la cathode, lui maintiennent sa température constante, et lui enlèvent un électron pour se transformer en une molécule neutre; les autres remontent vers

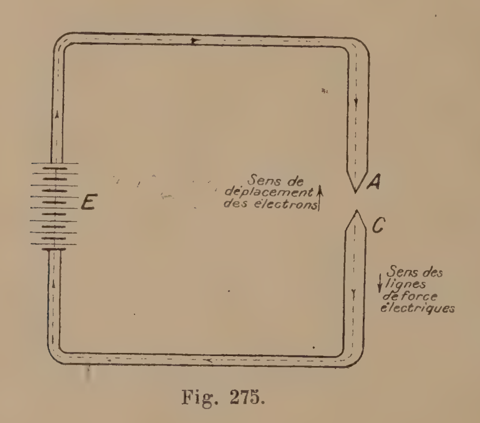


Fig. 275.

l'anode et se transforment en électrons en abandonnant les molécules neutres et pénètrent dans le charbon; en définitive, il y a production du courant entre A et C par transport d'électricité positive de A en C et d'électricité négative de C en A; ces deux actions concourent à la production d'un courant ordinaire dans le circuit total.

Pour amorcer l'arc, il suffit de produire d'une manière quelconque l'émission d'électrons par la cathode et par conséquent de chauffer celle-ci; les électrons sont alors attirés vers l'anode par le champ électrique.

Le fonctionnement de l'arc est fixé par le nombre d'électrons émis par seconde; celui-ci est proportionnel à la surface du cratère incandescent de la cathode et croît très vite lorsque la température de cette dernière augmente.

Action d'un champ magnétique sur l'arc électrique. — L'action d'un champ magnétique sur l'arc est la même que celle obtenue sur une portion de courant mobile; le bonhomme d'Ampère (fig. 276) traversé des pieds à la tête regarde le pôle sud d'un aimant dont les lignes de force NS disposées dans le plan de la figure sont perpendiculaires aux charbons; l'arc est chassé vers

la gauche du bonhomme, c'est-à-dire vers l'arrière du plan de la figure.

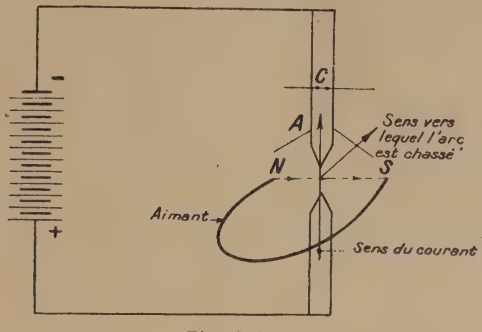


Fig. 276.

Arc de Duddell. — Considérons (fig. 277) un circuit oscillant comprenant une self L, une capacité C, une résistance R; C étant chargé en appuyant sur (1) (2 étant fermé) est déchargé dans le circuit oscillant en ouvrant (1) et fermant (2); si

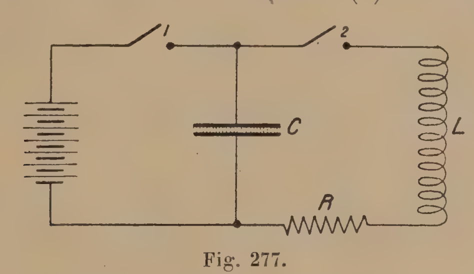


Fig. 277.

$R^2 < \frac{4L}{C}$, la décharge est oscillante de période $T = 2\pi\sqrt{LC}$ et de décrément d'amortissement :

$$\frac{R}{2L} T.$$

Disposons ce circuit aux bornes d'un arc électrique (fig. 278) et étudions les divers phénomènes qui peuvent se produire.

Dans certaines conditions, il se produit dans le circuit oscillant un courant entretenu.

L'intensité dans l'arc et dans le circuit oscillant dépendent :

1° De la nature des électrodes A et C_A qui peuvent être en une autre matière qu'en charbon;

2° De leurs formes;

3° De la tension d'alimentation de l'arc;

4° De l'écartement des électrodes;

5° De la nature du gaz dans lequel se produit l'arc (air, hydrogène, etc.);

6° Des éléments capacité, self, résistance du circuit oscillant.

Les principaux différents cas qui peuvent se présenter sont les suivants :

1er Cas. — La capacité et la self du circuit oscillant sont constantes et grandes. Les électrodes sont entourées d'air. La tension d'alimentation est constante. On fait varier la résistance R *du circuit oscillant.*

La capacité et la self étant fortes, la période d'oscillations $T = 2\pi\sqrt{LC}$ est elle-même grande; lorsque R est grand, il y a impossibilité d'obtenir dans la dérivation un courant oscillant; lorsqu'on diminue cette valeur de R, à partir d'un certain

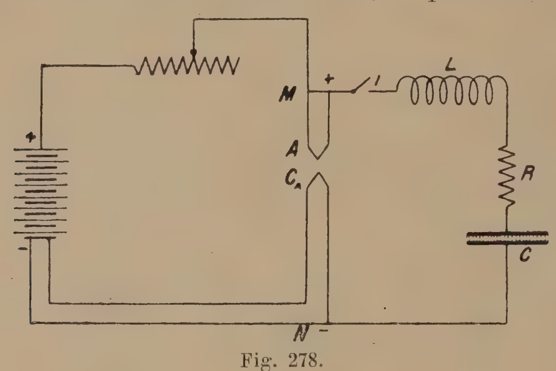


Fig. 278.

moment, il y a production d'oscillations entretenues; la capacité C élevée absorbe une forte intensité, provoquant une augmentation importante de résistance de l'arc, d'où une charge beaucoup plus complète de la capacité, accentuée par la présence de la forte self. Si $T = 2\pi\sqrt{LC} = \frac{1}{1\,000}$ de seconde, l'air qui baigne les électrodes est le siège de vibrations et l'arc *chante* (1) sur une note de hauteur 1 000; le résultat est obtenu même si la soupape est peu sensible, c'est-à-dire même si la caractéristique de l'arc est peu tombante.

2e Cas ou Raison de l'impossibilité de produire de la H.F. au moyen de l'arc de Duddell. — Si l'on désire produire des courants de haute fréquence, la capacité C et la self L doivent être petites afin d'obtenir une faible période $T = 2\pi\sqrt{LC}$. Supposons donc L et C très petits et fixes, la f. é. m. E constante, l'anode en cuivre, la cathode en charbon, la résistance faible. Si l'arc se produit dans l'air, on constate qu'il est impossible de produire des oscillations à l'intérieur du circuit LRC et ce résultat est facile à comprendre :

(1) C'est l'arc chantant de Duddell.

La capacité C faible n'absorbe pour se charger qu'un courant de faible intensité lorsqu'on appuie sur l'interrupteur I (fig. 278), ce qui n'entraîne qu'une très faible variation du potentiel entre anode et cathode, par suite de la forme peu tom-

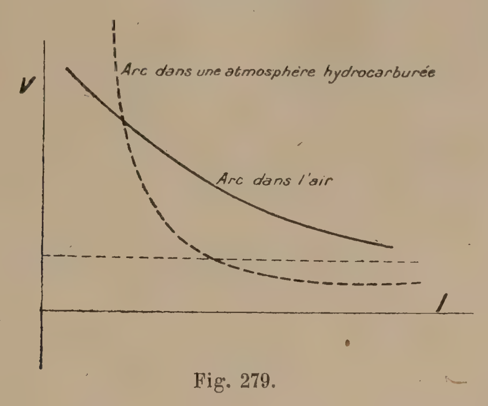


Fig. 279.

bante de la *caractéristique statique dans l'air*; la soupape que constitue l'arc est trop peu sensible pour produire un effet quelconque.

Artifices utilisés. — Comment obtenir cette sensibilité? Il suffit de faire jaillir l'arc dans une *atmosphère d'hydrogène*, de *gaz d'éclairage ou d'un hydrocarbure* quelconque (pétrole, alcool

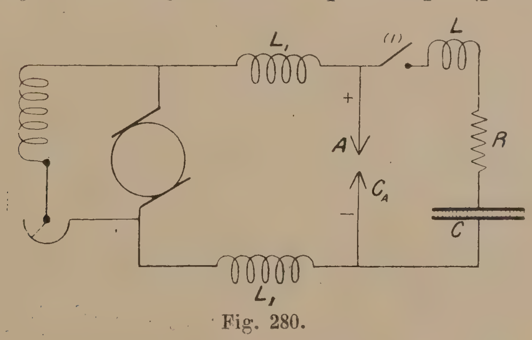


Fig. 280.

volatilisés par exemple); on constate alors que la caractéristique statique est beaucoup plus tombante, une variation faible d'intensité produit une très forte variation de tension (la soupape subit de fortes variations d'ouverture pour de faibles variations de pression).

Mais cette sensibilité est insuffisante si elle n'est pas accompagnée d'une grande rapidité dans le fonctionnement, si les variations de tension ne sont pas suivies par les variations correspondantes d'intensité données par la caractéristique statique; ce résultat ne peut être obtenu sans dispositif spécial pour les

hautes fréquences et c'est avec la cause déjà indiquée la raison de l'impossibilité d'obtenir avec l'arc Duddell des oscillations de haute fréquence.

Le dispositif complet consiste :

1° à refroidir les électrodes;

2° à utiliser une atmosphère hydrocarburée;

3° à établir un soufflage magnétique de l'arc.

L'inertie de l'effet soupape provient de la vitesse trop faible des échanges de chaleur avec le milieu ambiant; la basse température des électrodes est favorable à cet échange; l'atmosphère hydrogénée produit la dissipation de la chaleur et, ainsi

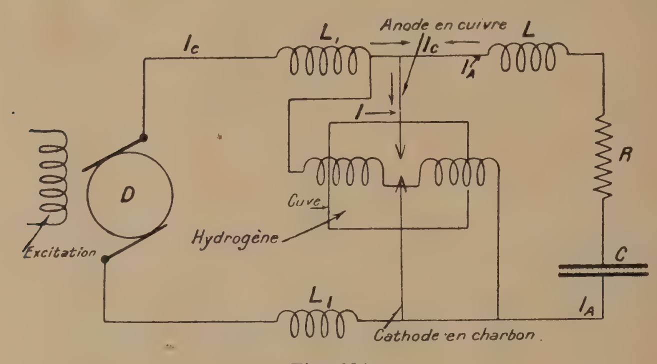


Fig. 281.

que nous l'avons vu, donne une grande sensibilité à l'effet soupape (caractéristique tombante).

Enfin, l'action du champ magnétique [1] est capitale; celui-ci, perpendiculaire à l'arc, provoque une désionisation d'autant plus rapide qu'il est plus intense; la paresse, l'hystérésis de l'arc peut donc être corrigé par un réglage convenable du champ magnétique.

Influence de l'intensité du champ magnétique sur la nature des oscillations obtenues; les trois espèces d'oscillations. — D'une manière plus précise, supposons donnés :

1° *La nature des électrodes* : anode en cuivre bon conducteur, cathode en charbon;

2° L'écartement de ces électrodes, celles-ci étant refroidies par un courant d'eau donné;

3° La tension d'alimentation de la source continue E;

4° *La nature du gaz qui entoure l'arc* : hydrogène ou gaz d'éclairage ou atmosphère hydrocarburée;

(1) L'arc se produit dans l'entrefer d'un circuit magnétique créé par le passage d'un courant dans deux bobines dont l'axe commun est perpendiculaire aux électrodes; ces deux bobines sont alimentées par la différence de potentiel d'alimentation de l'arc, produite par la dynamo D (fig. 281 et 289); la figure 276 permet de voir le sens de soufflage de l'arc.

5° La capacité C et la self L du circuit oscillant ;
6° La résistance R du circuit oscillant.

La seule variable est l'intensité du champ magnétique et nous nous proposons d'étudier les variations du courant continu I_C débité par la dynamo D, et du courant alternatif I_A de haute fréquence lorsqu'on fait varier l'intensité du champ magnétique H. Le courant d'alimentation I_C étant continu grâce aux deux selfs L_1 qui empêchent tout retour de haute fréquence, le courant dans l'arc possède une intensité I égale à la somme algébrique de deux courants $(I_A + I_C)$. Nous rencontrerons les trois cas suivants :

1° *Champ H faible.* — Le courant I_C débité par la dynamo est faible, l'amplitude du courant I_A est beaucoup plus faible que I_C, si bien que le courant $I = I_A + I_C$ n'est à aucun moment

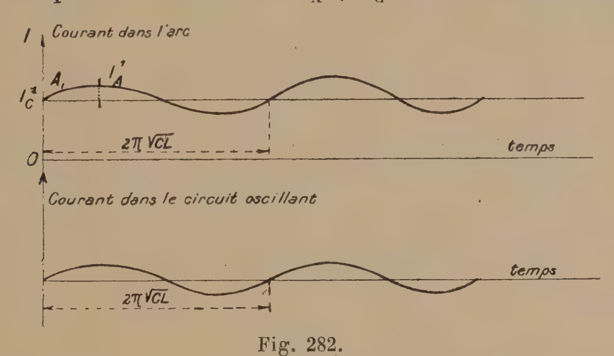


Fig. 282.

nul. La figure 282 représente en fonction du temps la courbe du courant I_C, du courant I_A et du courant dans l'arc $(I_A + I_C)$; le courant de haute fréquence dans le circuit oscillant est entretenu, de période $T = 2\pi\sqrt{CL}$ et de faible amplitude ; un tel mode de fonctionnement ne peut donc être utilisé pour un poste d'émission où l'on recherche une forte valeur de I_A.

Le rendement de l'ensemble est alors très faible : la plus grande partie du courant continu débité par la dynamo traverse purement et simplement l'arc et n'intervient pas pour la production de la haute fréquence. Les oscillations ainsi obtenues sont dites *de première espèce.*

2° Si l'on augmente peu à peu le champ magnétique, le courant I_C augmente, en même temps que I_A, celui-ci se rapprochant du premier et pour une valeur H_0 l'amplitude du courant de haute fréquence est égale au courant continu et l'on a :

$$I^0_{A\,eff} = \frac{I^0_C}{\sqrt{2}}$$

(I^0_C et I^0_A étant les courants pour le champ H_0).

La figure 283 représente ce résultat; le courant $I_C^0 = OA_0$ est plus grand que le courant $I_C^1 = OA_1$ de la figure précédente; la période d'oscillations est $T = 2\pi\sqrt{CL}$; le courant dans l'arc I_0 passe une fois par période par la valeur 0; à ce moment, la soupape se ferme complètement et le courant continu est utilisé entièrement à la charge du condensateur du circuit oscillant.

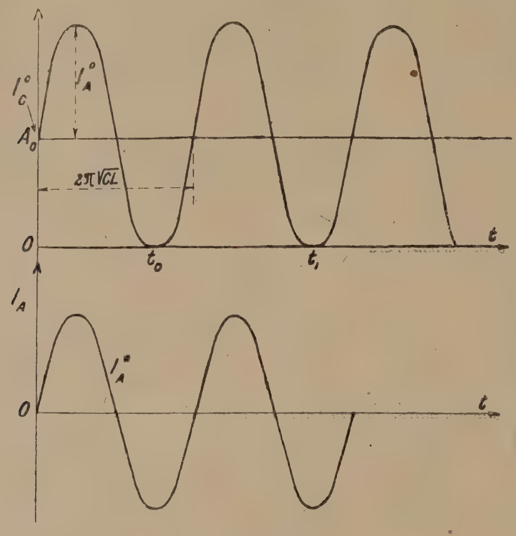


Fig. 283.

3° Si l'on augmente le champ au-dessus de la valeur H_0, le courant continu débité par la source diminue; mais l'intensité relative de I_A par rapport à I_C augmente : pendant toute la période où le courant I_A est supérieur à I_C, il y a extinction de l'arc (la soupape se tient fermée pendant un certain temps); pendant ce temps T_1, le courant continu sert à la charge du condensateur.

On obtient pour le courant I une courbe ayant la forme de la figure 284, la valeur de $OA_2 = I_C^2$ (1) du courant continu est plus faible que ce qu'elle était précédemment pour le champ H_0. Il y a avantage pour obtenir de fortes amplitudes d'oscillations à augmenter la période d'extinction T_1, mais alors le courant de H. F. n'est plus sinusoïdal; étant alternatif, il possède de nombreuses harmoniques, résultat à éliminer autant que possible dans tout poste d'émission. Les oscillations ainsi obtenues sont dites de *deuxième espèce*.

4° Si l'on augmente la période d'extinction T_1, en augmentant encore davantage l'intensité du champ, l'arc peut se rallumer

(1) L'indice 2 de I_c n'indique évidemment pas le carré de I_c.

en sens inverse et changer de sens plusieurs fois, l'intensité qui le traverse, allant en s'amortissant; à ce régime oscillatoire amorti succède une période de charge de la capacité; ces oscil-

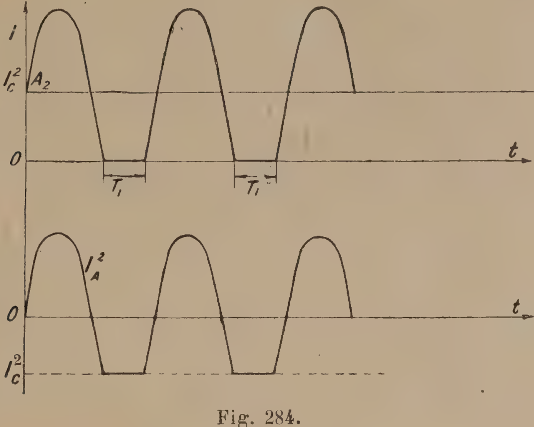


Fig. 284.

lations dites de *troisième espèce* (fig. 285) sont analogues à celles étudiées à propos des postes d'émission d'ondes amorties, l'éclateur jouant le rôle d'arc; des électrodes symétriques permettent d'obtenir plus facilement ce résultat.

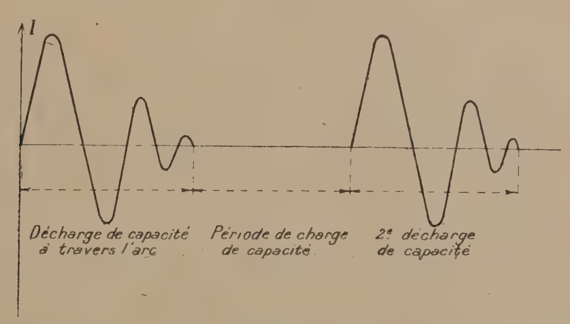


Fig. 285.

Si l'on porte en abscisses les valeurs du champ magnétique et en ordonnées les valeurs du courant I_C débité par la dynamo, on obtient une caractéristique ayant la forme de la figure 286. La f. é. m. E de la dynamo étant constante, la puissance maxima est fournie lorsque le champ est H_0; elle a pour valeur $P_0 = EI_C^0$.

Le rendement de l'arc est alors maximum; en effet, la puissance absorbée par le circuit oscillant pour compenser les pertes

de toutes sortes dans le circuit est : $P = RI^2_{A\,eff}$ et le rendement

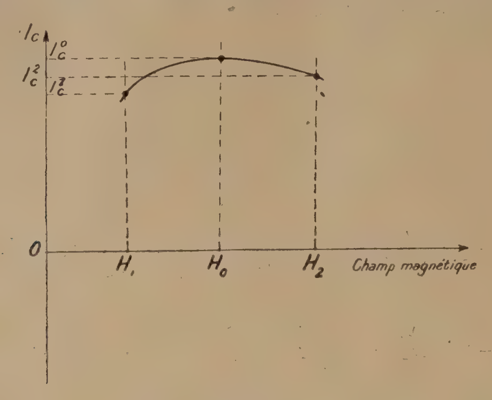


Fig. 286.

η est : $\eta = \dfrac{RI^2_{A\,eff}}{EI_C}$ dans le cas général et pour le champ H_0

$$\left(I^0_{A\,eff} = \frac{I^0_C}{\sqrt{2}}\right) \eta_0 = \frac{RI^0_C}{2E}.$$

III. — ARC POULSEN

Définition. — Un arc Poulsen est caractérisé par :

1° La nature de ses électrodes : anode en cuivre, cathode charbon ;

2° La nature du gaz dans lequel l'arc jaillit : hydrogène, gaz d'éclairage ou atmosphère hydrocarburée ;

3° L'existence d'un champ magnétique *dont l'intensité est réglée à la valeur* H_0 *indiquée ci-dessus* ;

4° La valeur de la longueur d'onde du circuit oscillant supérieure à 1 000 m. ;

5° La valeur de la quantité $\sqrt{\dfrac{L}{C}}$ qui doit être supérieure à 50 ohms ;

6° La valeur du courant I_C d'au moins 10 ampères ;

7° La longueur très faible de l'arc (écartement des électrodes).

Tous les arcs utilisés en T. S. F. répondent à ces conditions et ne se différencient que par de faibles détails.

Réglage du champ magnétique lorsqu'on fait varier soit la force électromotrice de la source d'alimentation — soit la longueur d'onde — soit la résistance de l'antenne — soit la nature du gaz. — Nous avons vu, ci-dessus, comment au moyen du champ H on peut régler l'arc pour son fonctionnement optimum corres-

pondant à un courant $I^0_C = I^0_{Aeff}\sqrt{2}$; pratiquement, les conditions supposées dans l'étude des oscillations de deuxième espèce existent; l'arc de caractéristique donnée débite sur un circuit oscillant de caractéristiques invariables; le réglage (E étant aussi fixé) de l'arc consiste à maintenir maxima (fig. 287) l'intensité indiquée par l'ampèremètre A_1 en faisant varier le champ H : à ce moment l'intensité efficace indiquée par l'ampèremètre A_2 est $\sqrt{2}$ fois (soit 1,4) plus petite que celle indiquée par le courant continu; l'arc fonctionne en *Poulsen*. De plus, il est nécessaire de maintenir constant l'écartement des électrodes,

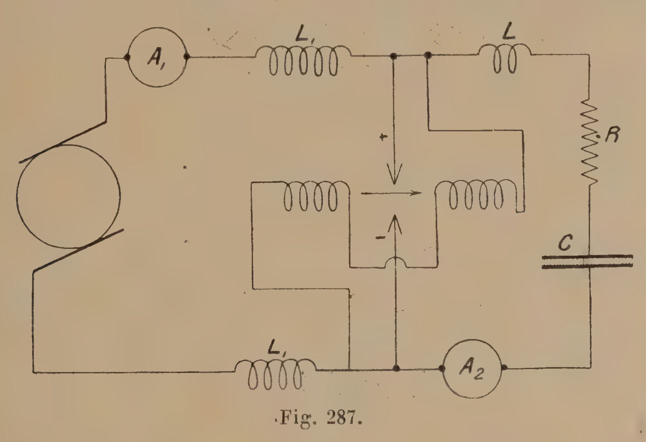


Fig. 287.

en déplaçant convenablement la cathode (mise à la terre ainsi que nous le verrons) par rapport à l'anode, au fur et à mesure que le charbon s'use.

On peut remplacer, comme nous l'avons fait jusqu'ici, le circuit oscillant fermé par un circuit ouvert ou antenne et nous obtenons le montage ordinairement utilisé dans les émissions par arc (fig. 288).

Variations de la f. é. m. E *de la source d'alimentation.* — Toute augmentation de l'excitation de la dynamo D tend à produire une augmentation du courant I_C débité ; pour ramener l'arc à fonctionner en Poulsen, il faut faire varier le champ H_0, et augmenter sa valeur; ce cas peut se produire lorsqu'on désire pousser un arc donné sur une antenne donnée; le champ H_0 varie à peu près proportionnellement au courant I^0_{Aeff} à mettre dans l'antenne.

Variations de la longueur d'onde. — Comme nous pouvons le prévoir, si, laissant tous les éléments identiques (E — R), on augmente la longueur d'onde de l'antenne par des augmentations de la self d'antenne[1], la valeur du champ H_0 optimum

(1) On augmente aussi de cette façon la résistance du circuit d'antenne de la valeur de la résistance de la self d'antenne.

est à diminuer; nous nous rapprochons en effet du mode de fonctionnement de l'arc de Duddell: le champ H_0 est inversement proportionnel à la longueur d'onde λ de travail.

Variations de la résistance R. — Les augmentations de la résistance R doivent être suivies d'augmentations du champ H_0 de soufflage.

Influence de la nature du gaz. — La densité de gaz possède une influence sur la valeur du champ H_0; si tous les éléments restant les mêmes, on remplace une atmosphère d'alcool par une

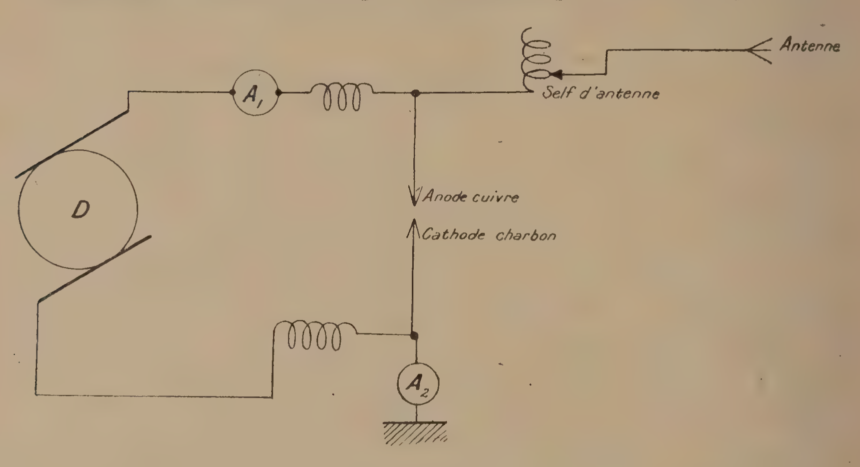


Fig. 288.

atmosphère de kérosène, on doit diminuer de moitié le champ optimum et par suite le courant d'excitation; la dépense d'excitation est donc diminuée. Plus la densité du gaz est faible, plus la valeur du champ H_0 est faible. Certaines considérations d'ordre pratique conduisent, en dehors de cette raison théorique, à utiliser tel ou tel gaz (Distribution de gaz dans les villes, par exemple).

Description générale d'un système d'émission par arc Poulsen. — Dans tout ensemble d'émission par arc H.F. Poulsen on trouve (fig. 289) les divers organes suivants :

1° Une source génératrice continue qui fournit l'énergie initiale d'alimentation de l'arc;

2° L'arc à proprement parler qui provoque la transformation de l'énergie électrique continue en énergie H.F. rayonnée en partie par l'antenne, dissipée en majorité dans cette même antenne.

1° *Circuit d'alimentation de l'arc.* — Un moteur entraîne la génératrice shunt dont la f. é. m. réglable est la plupart du temps comprise entre 1 000 et 1 500 volts.

2° *Arc à proprement parler.* — Pour répondre aux conditions énoncées ci-dessus, il comprend :

a) Une anode en cuivre rouge de section variable suivant l'intensité qui doit la traverser et refroidie par un courant d'eau.

b) Une cathode en charbon (graphite) à la terre, que l'on peut déplacer par rapport à l'anode de manière à régler la longueur de l'arc.

c) Une cuve en métal ; les deux électrodes qui y pénètrent, sont isolées de cette cuve par des anneaux isolants ; c'est à l'intérieur de cette cuve que se produit l'arc. La cuve est refroidie par un courant d'eau et possède une porte qui permet de la visiter intérieurement.

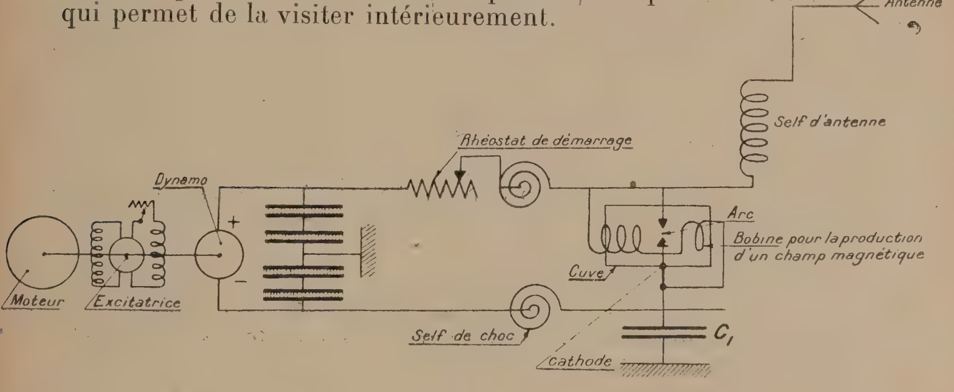


Fig. 289.

d) Un circuit magnétique dont l'entrefer est compris entre deux masses polaires qui pénètrent dans la cuve perpendiculairement à la ligne des électrodes.

Ce circuit magnétique est généralement entièrement fermé à l'extérieur de la cuve et le courant qui parcourt les bobines productrices du flux est fourni par la dynamo d'alimentation de l'arc.

e) Une conduite de gaz d'éclairage pénètre à l'intérieur de la cuve, de manière à y produire l'atmosphère voulue.

Dans de nombreux arcs, l'atmosphère hydrocarburée est obtenue par l'introduction, convenablement dosée, soit d'un seul hydrocarbure liquide (pétrole), soit de deux hydrocarbures (pétrole, alcool) ; ceux-ci se vaporisent à l'intérieur de la cuve.

f) Pour obtenir une usure régulière du charbon, un petit moteur lui communique par l'intermédiaire d'un flexible un mouvement de rotation continu et uniforme.

g) *Organes de mises en marche.* — Une résistance de démarrage disposée sur le circuit d'alimentation est diminuée peu à peu dans la mise en marche jusqu'à être court-circuitée.

h) *Organes de protection.* — Les mêmes que pour les postes à ondes amorties : bobines de choc et capacités avec milieu à la terre.

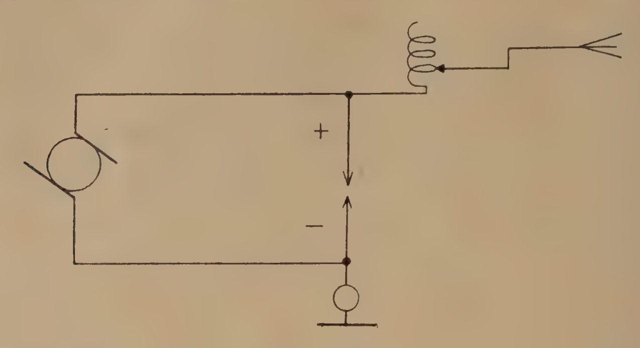


Fig. 290.

D'autre part, la mise en marche de l'arc ne peut se produire si la circulation d'eau n'est pas établie ; on obtiendrait la fusion immédiate de l'anode en cuivre.

i) Un volant de réglage du champ magnétique H_0 convenable[1].

j) *Montage de l'arc.* — Peut être effectué de deux façons :

Montage direct (fig. 290). Ce montage très simple permet une variation rapide de la longueur d'onde, mais possède un faible rendement.

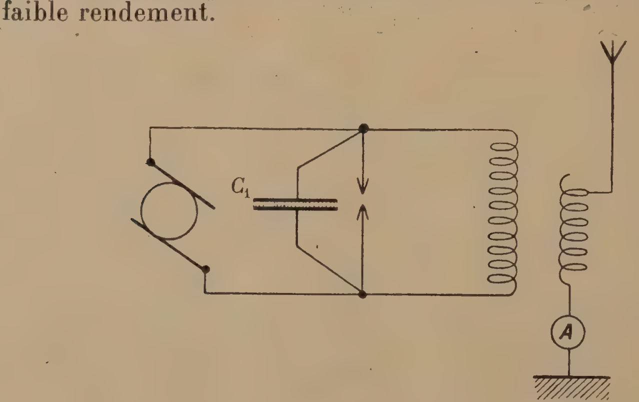


Fig. 291.

Montage indirect. — Consiste à utiliser un circuit couplé avec l'antenne. Souvent, afin d'améliorer le rendement, on shunte l'arc par un condensateur C_1 (fig. 291).

Systèmes de manipulation. — Ainsi que nous l'avons vu au

(1) Ou du courant qui traverse les bobines.

début de l'étude de l'arc, si le circuit d'alimentation (fig. 292) de celui-ci est coupé pendant plus de $\frac{1}{10}$ de seconde, l'arc ne se

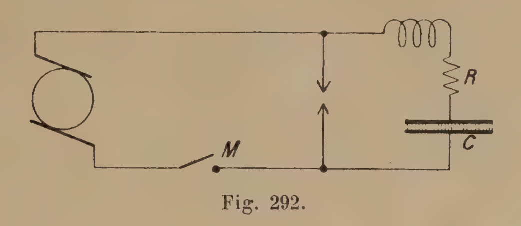


Fig. 292.

rallume pas; il est donc impossible de manipuler sur le circuit d'alimentation.

Les divers modes de manipulation consistent :

1° Soit à modifier dans l'intervalle des points et des traits la longueur d'onde de l'émission; ceci peut être obtenu soit en court-circuitant une ou deux spires de la self d'antenne (fig. 293),

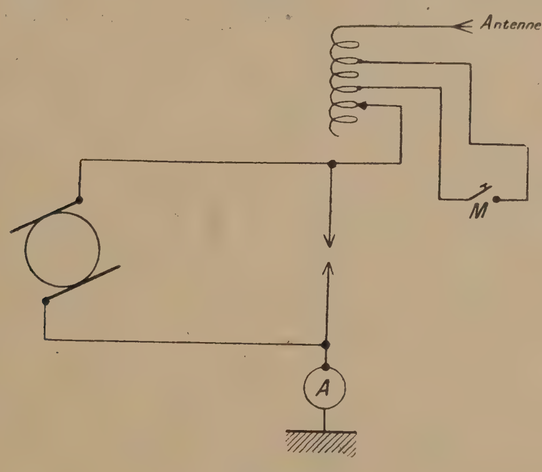


Fig. 293.

soit en fermant un circuit couplé avec la self d'antenne (fig. 294). Le poste de réception, accordé sur l'*onde de travail*, n'entend pas l'émission faite sur l'*onde de repos* (*onde de compensation*)[1] dans l'intervalle des points et des traits. Ce mode de manipulation possède deux défauts : tout d'abord, il produit, par l'usage d'une onde inutile, un encombrement du diélectrique utilisé par toutes les radiocommunications; d'autre part, la

(1) Cette onde de compensation ne diffère pas de plus de 2 p. 100 de l'onde de travail.

dépense d'énergie fournie par la génératrice D se produit d'une manière absolument inutile sur l'onde de compensation; le rendement en *manipulation* de l'arc est donc relativement bas.

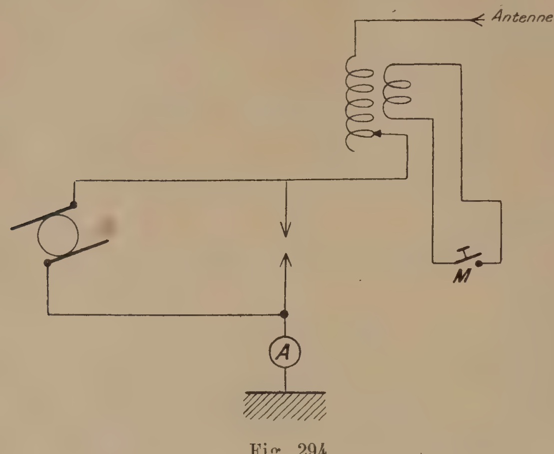


Fig. 294.

2° Soit à faire débiter dans les intervalles l'arc sur un circuit fermé de mêmes caractéristiques que celles de l'antenne (fig. 295).

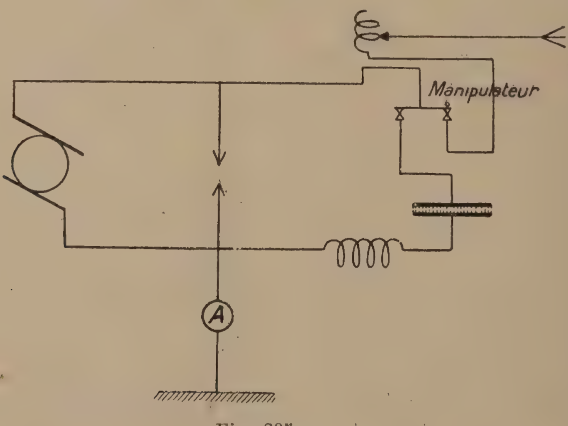


Fig. 295.

Mise en marche et réglage d'un arc. — Les opérations de mise en marche diffèrent peu suivant le type d'arc utilisé; tandis que pour un arc de faible puissance, elles se font à la main, pour un arc très puissant, elles sont commandées par la manœuvre d'une manette analogue, comme forme, à celle des contrôleurs de tramways; en passant d'un plot à l'autre, on exécute, par

l'intermédiaire d'un circuit local les manœuvres à effectuer dans un ordre convenable.

La mise en marche consiste :

1° A mettre en marche le moteur d'entraînement de la dynamo en court-circuitant sa résistance de démarrage et à régler sa vitesse au moyen de son excitation;

2° A régler l'excitation de la génératrice jusqu'à obtenir la f. é. m. voulue;

3° A établir l'atmosphère hydrocarburée; gaz d'éclairage, mélange alcool et pétrole;

4° A établir la circulation d'eau nécessaire en particulier dans l'anode et mettre en marche le moteur de la cathode;

5° Les électrodes étant en contact, à fermer le circuit de la dynamo par l'arc à travers la résistance de démarrage;

6° A éloigner la cathode de l'anode, une fois l'arc amorcé, ce que l'on vérifie sur l'ampèremètre de terre;

7° A court-circuiter la résistance de démarrage plot par plot;

8° A rechercher une longueur d'arc donnant le maximum de stabilité et à donner au champ de soufflage une valeur convenable de telle sorte que le courant dans le circuit d'alimentation étant I_C, le courant dans l'antenne ait une valeur efficace $I_A = \frac{I_C}{\sqrt{2}}$.

Rendement d'un arc. — Précisons un peu cette notion de rendement d'un arc.

Si E est la f. é. m. de la dynamo et I_C le courant qu'elle débite, la puissance qu'elle fournit est EI_C; si le rendement de l'ensemble dynamo moteur est η_1, l'énergie puisée au réseau est $\frac{EI_C}{\eta_1}$: c'est cette énergie que l'on paye à la compagnie de distribution.

Cette puissance EI_C se divise en deux parties :

1° L'une utile, destinée à maintenir un courant $I_{eff\,A} = \frac{I_C}{\sqrt{2}}$ (arc Poulsen) dans l'antenne, et égale à $RI^2_{eff\,A} = (R_0 + R_r)\ I^2_{eff\,A}$ ($R =$ résistance totale de l'antenne égale à la somme de la résistance ohmique et de rayonnement).

Seule la puissance $\frac{R_r I_C^2}{2}$ sert pour le rayonnement.

2° L'autre absorbée en pure perte dans l'arc sous forme de chaleur rayonnée (1) et de lumière.

Si l'on ne tient compte que de ces pertes, le rendement d'un arc est :

$$\eta = \frac{RI^2_{eff\,A}}{EI_C} = \frac{RI_C}{2E}.$$

(1) Et emportée par l'eau de refroidissement.

Or le rapport $\frac{I_c}{E} = R_1$ est toujours supérieur à R et le rendement maximum de l'arc atteint au maximum la valeur $\frac{1}{2} = 50$ p. 100; en pratique, on peut, pour des arcs très puissants, tabler sur un rendement de 44 p. 100.

Mais ce rendement ne tient pas compte des dépenses d'énergie pour la création du soufflage de l'arc, pour les divers moteurs d'entraînement de la cathode, des pompes de circulation de l'eau, de refroidissement, etc. Toutes ces causes font descendre le rendement pratique d'un arc puissant au taux de 40 p. 100, si bien que la puissance puisée au réseau pour un arc de P^{kws} antenne ($RI^2_{eff\,A} = P \times 1\,000$ watts) est :

$$\frac{100}{40} \times \frac{P}{\eta_1} \text{ et si } \eta_1 = \frac{90}{100}$$

$$P^{kws} \text{ absorbé} = \frac{100 \times 100}{40 \times 90} \times P \text{ antenne} = \frac{100}{36} P \text{ antenne.}$$

Souvent, pour indiquer la puissance d'un arc, on le caractérise par la puissance de la dynamo qui l'alimente; cette manière de s'exprimer prête à confusion lorsqu'on veut faire la comparaison avec un autre système de charge de l'antenne (alternateur HF); pour obtenir la puissance antenne, il faut multiplier la puissance donnée par $\frac{40}{100}$ environ. Il y a toujours lieu de bien faire préciser toutes les caractéristiques de l'arc.

Avantages et inconvénients de l'arc, son utilisation. — Les avantages principaux sont :

1° La facilité de construction pour de grandes puissances et de très fortes longueurs d'onde ;

2° La possibilité de faire varier rapidement la longueur d'onde d'émission lorsqu'il est directement branché dans l'antenne;

3° Son prix relativement modique comparé aux alternateurs de HF qui peuvent le concurrencer pour les fortes longueurs d'onde et les fortes puissances.

Par contre, il présente les inconvénients principaux suivants :

1° Rendement plutôt faible, 40 p. 100, pour les fortes puissances, inférieur pour les faibles; rendement en manipulation faible;

2° Emploi d'une onde de compensation, interdisant d'une part l'emploi d'une longueur d'onde, entraînant d'autre part une dépense d'énergie dans les intervalles de manipulation;

3° Difficulté de manipuler aux grandes vitesses;

4° Production d'harmoniques importants;

5° Manque de stabilité au-dessous de 2 000 m. de longueur d'onde.

Pour les fortes longueurs d'onde, où son fonctionnement est optimum, il est moins avantageux que l'alternateur H. F., sauf dans le cas où le trafic à transmettre est minime et où la dépense d'énergie est faible, comparativement à celle qui correspond à l'intérêt et à l'amortissement du matériel utilisé.

Pour les faibles puissances, et par conséquent les faibles longueurs d'onde, son emploi se heurte à celui des lampes dont les avantages sont incontestables à tous les points de vue (à part le prix).

CHAPITRE III (*Suite 2*)

ALTERNATEURS HAUTE FRÉQUENCE

I. Généralités.

II. Alternateurs haute fréquence basés sur des artifices d'ordre mécanique. — Principe. — Alternateur Alexanderson : Divers types.

III. Alternateurs haute fréquence basés sur des artifices d'ordre électrique. — Généralités. — Développement d'une harmonique en utilisant le phénomène d'action mutuelle des circuits inducteur et induit et les propriétés de la résonance : Alternateurs en cascade. — Alternateur Goldschmidt. — Machines basées sur l'action des dents : Principe. — Alternateurs haute fréquence de la Société française Radioélectrique.

IV. Étude particulière des alternateurs haute fréquence de la Société française Radioélectrique. — Principe. — Groupe haute fréquence. — Caractéristiques d'un certain nombre d'alternateurs H. F.

Définition de la puissance d'un alternateur. — Rendement des alternateurs S. F. R.

Procédés de manipulation.

Divers moyens permettant de faire varier la puissance de l'émission. — Couplage des alternateurs H. F. en parallèle. — Régulation des groupes couplés.

Fonctionnement en multiplex des alternateurs de la S. F. R.

Avantages des alternateurs H. F. de la S. F. R.

I. — GÉNÉRALITÉS

Tout appareil générateur d'énergie électrique et en particulier tout alternateur comporte un circuit dit *induit* traversé par un flux dit *inducteur*, dont les variations entraînent la naissance d'une f. é. m.; ces variations peuvent être produites soit par le déplacement relatif du circuit *induit* par rapport au champ magnétique, soit par les variations de réluctance du circuit magnétique qui se ferme à travers l'*induit*.

Des connexions, des enroulements convenables permettent d'obtenir soit une f. é. m. constante (dynamo), soit une f. é. m. sinusoïdale (alternateur). La plupart du temps, le champ magnétique *inducteur* est créé par le passage d'un courant dans un circuit *inducteur*; les variations de résistance d'un rhéostat entraînant des variations du courant inducteur permettent de faire varier le champ magnétique et par suite l'amplitude de la f. é. m. induite.

Plus particulièrement, un alternateur ordinaire comporte une

série de pôles alternativement nord et sud; sur ces pôles sont enroulées d'une manière convenable les spires du circuit inducteur; l'induit, partie tournante, se déplace dans le champ magnétique; des balais frottant sur deux bagues permettent d'utiliser la f. é. m. alternative produite par la machine. Si n

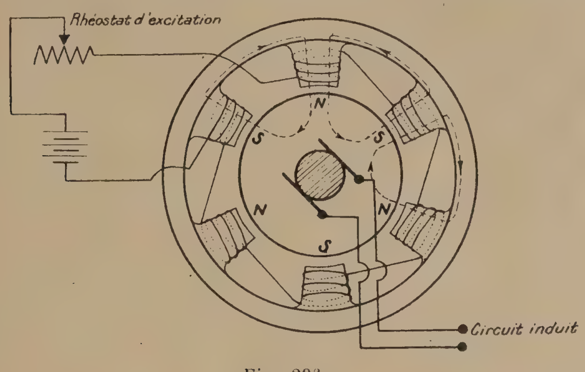


Fig. 296.

désigne le nombre de tours par seconde de l'induit, $2p$ le nombre de pôles de l'inducteur, la fréquence de la f. é. m. obtenue est $N = np$.

Si l'on désire obtenir une fréquence élevée, il faut à la fois augmenter le nombre de pôles $2p$ et le nombre de tours par seconde n; déjà on se rend compte que le problème est d'autant

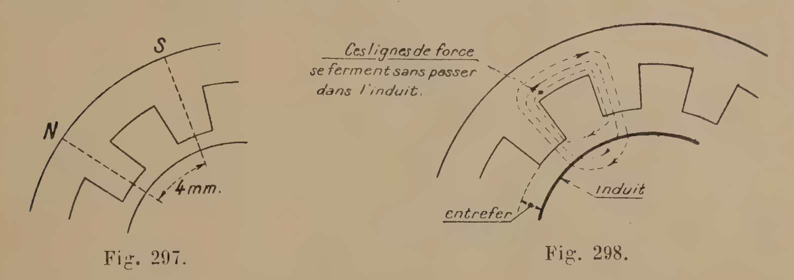


Fig. 297. Fig. 298.

plus facile à résoudre que la fréquence recherchée est plus faible. Pour se faire une idée des difficultés qui se présentent, il suffit de remarquer que pour obtenir une fréquence relativement faible (1) de 10 000, il faut, avec une vitesse périphérique de 400 m. seconde de la surface de l'induit, donner à la distance des axes de deux pôles consécutifs (pas polaire, fig. 297) une valeur de 4 mm.

Pour une fréquence de 20 000, le pas polaire n'est plus que de

(1) Pour la T. S. F. naturellement.

2 mm. et si la vitesse périphérique de l'induit est 200 mètres le pas polaire descend à la valeur de 1 mm.; on se rend compte d'une part de l'exiguïté de l'espace disponible pour loger l'enroulement inducteur, et d'autre part, des tendances que possède le flux inducteur à se fermer directement de pôle à pôle sans passer à travers l'induit par suite de l'épaisseur de l'entrefer presque aussi fort que la distance des deux pôles.

L'emploi d'un alternateur ordinaire pour la production de la haute fréquence est impossible pour beaucoup d'autres raisons : impossibilité de maintenir les enroulements sur l'induit tournant à de semblables vitesses; variation de l'entrefer (très faible déjà) par suite de la force centrifuge qui tend à augmenter le diamètre de l'induit, ce qui peut amener le contact entre la partie tournante et la partie fixe, etc.

Nous nous proposons de rechercher les artifices qui ont permis de s'affranchir de toutes ces difficultés; nous insisterons particulièrement sur les alternateurs S. F. R. dont l'usage se répand, principalement pour les postes de forte puissance.

II. — ALTERNATEURS HAUTE FRÉQUENCE BASÉS SUR DES ARTIFICES D'ORDRE MÉCANIQUE

Principe. — Leur vitesse de rotation est relativement considérable et les artifices consistent à les construire de telle sorte qu'ils soient capables de supporter les efforts de semblables vitesses :

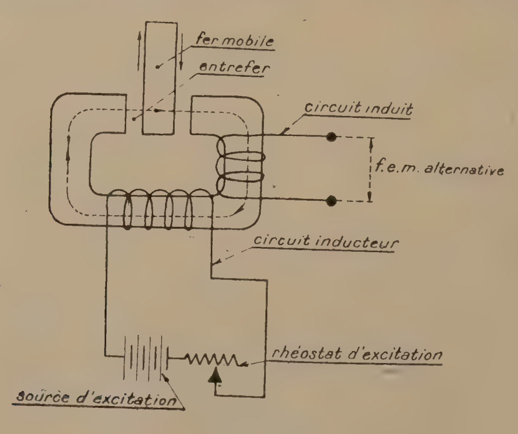


Fig. 299.

1° Les enroulements ne pouvant être maintenus sur la partie tournante sont fixes; les variations de flux dans le circuit induit sont produites par les variations de réluctance du circuit magné-

tique; le schéma théorique suivant (fig. 299) permet de se rendre compte du mode de fonctionnement; un circuit inducteur produit un champ magnétique dont les lignes de force se ferment à travers l'entrefer; si, dans celui-ci, on déplace une masse de fer, on fait varier la réluctance du circuit magnétique, le flux varie et si le circuit induit est traversé par ce flux, il est le siège d'une f. é. m. qui peut être sinusoïdale si les variations de réluctance se font suivant une loi convenable (d'une façon analogue, les variations de résistance d'un circuit électrique (fig. 300) obtenues par le déplacement alternatif du rhéostat de la position 1 à la position 2 entraînent des variations d'intensité dans le circuit).

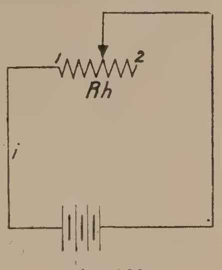


Fig. 300.

Les variations de réluctance sont obtenues par la rotation d'un fer tournant de forme convenable.

2° Le nombre de pôles étant très élevé, comme il faut réussir à loger l'enroulement induit, on utilise des alternateurs *homopolaires* dont tous les pôles d'un même côté présentent même polarité; la distance des deux pôles consécutifs pour une fréquence donnée est double de ce qu'elle serait avec un alternateur *hétéropolaire*; il est donc plus facile de loger l'enroulement induit et de supprimer l'existence des lignes de force qui se ferment sans passer à travers la partie tournante par suite du rapprochement des pôles.

3° Les pertes par ventilation étant très élevées, il y a avantage à les réduire en faisant tourner la partie mobile dans une atmosphère raréfiée et à donner au fer tournant une forme convenable.

4° Cette forme de la partie tournante doit correspondre aux efforts considérables qu'elle supporte; afin de réduire sa masse, la matière qui la constitue doit « travailler » partout également. L'utilisation d'un métal spécial très résistant est tout indiquée (acier au chromo-nickel par exemple).

5° L'entrefer doit être tel que ses variations par suite des effets centrifuges soient relativement minimes.

Alternateur Alexanderson. Divers types. — Le type de ce genre d'alternateurs est l'*alternateur Alexanderson* dont les caractéristiques principales sont les suivantes :

Homopolaire à fer tournant;

Le fer tournant est un disque d'acier chrome-nickel portant un certain nombre de dents réparties suivant la circonférence; ce disque est construit en forme de solide d'égale résistance et pour diminuer le frottement dans l'air, les intervalles entre les dents sont remplis de substance non magnétique (bronze).

L'enroulement est disposé dans des encoches en face des dents du disque. L'entrefer est radial.

La fréquence est : $N = n\,n_1$ (n = nombre de tours par seconde — n_1 = nombre de dents du disque).

Deux types différents ont été construits :

1° *Alternateur à axe flexible.*

Diamètre du disque : 30 cm.

Nombre de tours-minute : 20 000.

Vitesse périphérique : 300 m.

Fréquence : 100 000.

Entrefer : 0,4 mm.

Puissance : 2 kilowatts — (30 ampères et 70 volts).

Rendement : 40 p. 100 environ.

2° *Alternateur à axe rigide type de 60 kilowatts : Type de 60 kilowatts.*

Fréquence : 50 000.

Vitesse périphérique : 250 m.

Diamètre du disque : 1,40 m.

Entrefer : 0,8 mm.

Type de 200 kilowatts.

Fréquence : 33 000.

Induit refroidi par un courant d'eau. Graissage par circulation d'huile sous pression. Tôles d'induit en acier doux de $\frac{4,4}{100}$ de mm. émaillées sur les deux faces.

Afin de réduire les difficultés d'isolement, l'induit est divisé en un certain nombre de sections séparées, chacune débitant sur le primaire d'un transformateur dont le secondaire unique est disposé sur l'antenne.

III. — ALTERNATEURS H. F. BASÉS SUR DES ARTIFICES D'ORDRE ÉLECTRIQUE

Généralités. — Dans ceux-ci, afin de réduire la vitesse de rotation, on a mis à profit certaines particularités considérées comme des défauts pour les alternateurs industriels ; on cherche dans ces derniers à obtenir une f. é. m. se rapprochant autant que possible de la forme sinusoïdale ; l'existence des harmoniques dépend :

1° D'une part à la forme des dents du stator et du rotor ;

2° De la disposition de l'enroulement ;

3° De la réaction mutuelle des circuits inducteur et induit l'un sur l'autre.

Pour les alternateurs H. F., on cherche au contraire à déve-

lopper une harmonique; divers moyens peuvent être utilisés que nous allons étudier.

1° **Développement d'une harmonique en utilisant le phénomène d'action mutuelle des circuits inducteurs et induit et les propriétés de la résonance : Alternateurs en cascade.** — Dans l'inducteur tournant I_1 d'un alternateur (fig. 301), envoyons un courant continu d'excitation; dans l'induit C_1 nous recueillons un courant alternatif de fréquence f; envoyons ce courant f dans le circuit inducteur I_2 d'un alternateur identique au premier et disposé sur le même arbre; on recueille à la sortie de l'induit un courant de fréquence $(f+f)=2f$; si l'on envoie ce courant dans l'inducteur d'un troisième alternateur A_2, on recueille à la sortie de l'induit C_3 un courant constitué par la superposition d'un courant de fréquence $(2f+f)=3f$ et d'un courant de fréquence $(2f-f)=f$; si l'on développe l'harmonique 3 en mettant le circuit d'utilisation en résonance avec cette harmonique, on réussit à obtenir avec une vitesse de rotation correspondant à une fréquence f, un courant de fréquence 3 f.

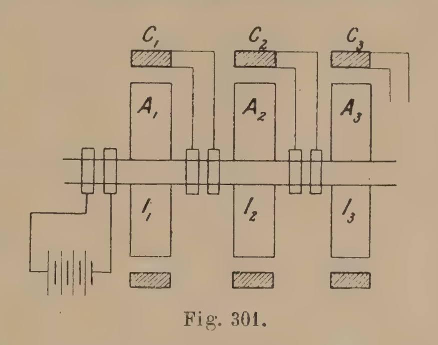


Fig. 301.

Les trois alternateurs sont dits *en cascade*.

Nous n'insisterons pas davantage.

Il est possible de condenser les trois alternateurs en cascade en une seule machine et l'on obtient l'alternateur Goldschmidt.

Alternateur Goldschmidt. — Considérons un alternateur A (fig. 302); son excitation est produite au moyen d'une f. é. m. constante E débitant dans l'inducteur à travers une self L_0; il y a production dans le circuit de l'induit d'un courant alternatif de fréquence f (pulsation ω) dont on accentue l'intensité en établissant la relation $C_1 L_1 \omega^2 = 1$ (C_1 et L_1 = capacité et self totales du circuit d'utilisation y compris celles de l'induit de l'alternateur).

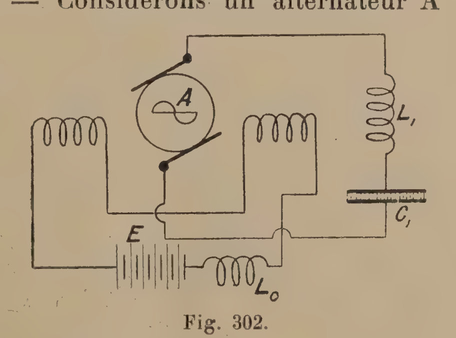


Fig. 302.

Le courant de fréquence f réagit sur le circuit inducteur et y donne naissance à un courant de fréquence 2 f (pulsation

2ω) dont on augmente la valeur en disposant une self L_2 et une capacité C_2 de telle sorte que la résonance soit établie dans le circuit inducteur pour la fréquence $2f$ (fig. 303).

On peut, en raisonnant de même, concevoir la production dans

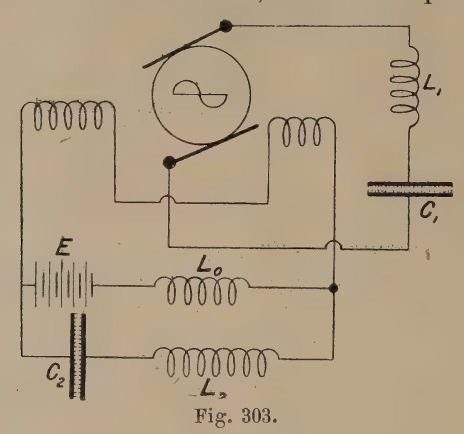


Fig. 303.

le circuit de l'induit d'un courant de fréquence $3f$ que l'on accentue en disposant une capacité C_3 et une self L_3 (fig. 304) convenables.

Son utilisation. — Des alternateurs Goldschmidt sont utilisés à la station d'Eilvese (Hanovre et Tuckerton près de New-

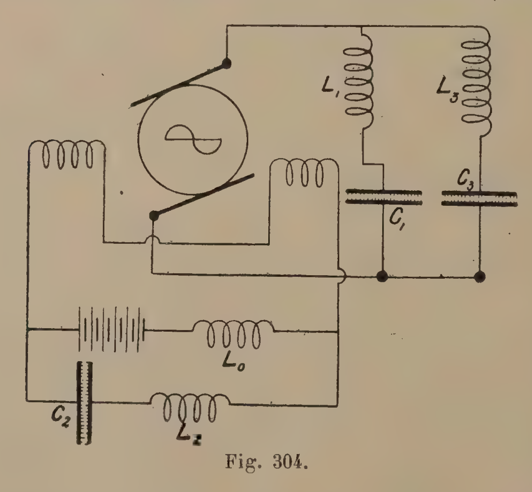


Fig. 304.

York). La puissance fournie à l'antenne par l'alternateur est de 160 kilowatts; celui-ci est entraîné par un moteur à courant continu; il comporte un rotor et un stator identiques, portant chacun un enroulement de 384 pôles. L'enroulement est fait à

raison de 1 conducteur par pôle, les conducteurs consécutifs étant reliés en zigzag.

Les encoches sont en forme de cercles de 5 mm. de diamètre

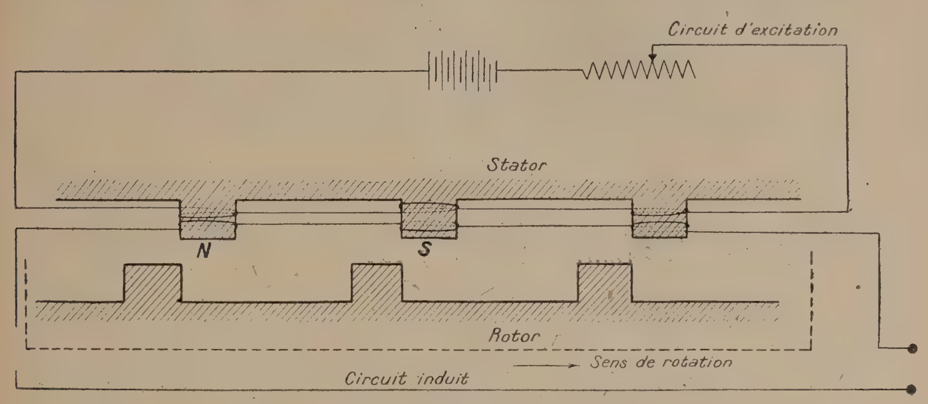


Fig. 305.

avec une ouverture du côté de l'entrefer. Tôles de $\frac{3}{100}$ de mm. d'épaisseur. Graissage par circulation d'huile sous pression.

Vitesse périphérique 150 mètres-seconde.

2° **Machines basées sur l'action des dents. Principe.** — L'utilisation de dents à profil convenable a permis la construction de machines puissantes à vitesse de rotation relativement faible; tels sont les alternateurs construits par la S. F. R., dont

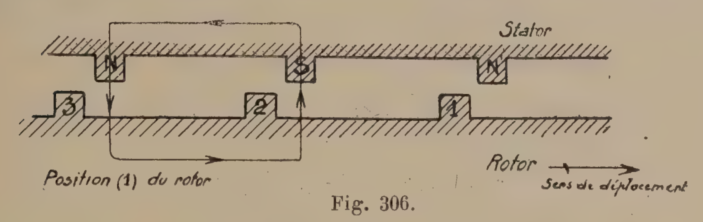


Fig. 306.

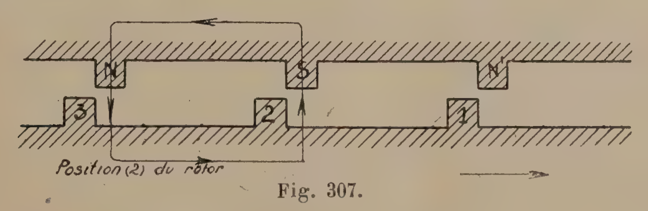


Fig. 307.

les avantages pour les fortes puissances ont amené l'emploi dans un grand nombre de stations puissantes françaises et étrangères.

Ils sont du type homopolaire à fer tournant; le nombre de

dents du rotor est supérieur à celui du stator; c'est le nombre de dents du rotor qui fixe la fréquence. Une expli-

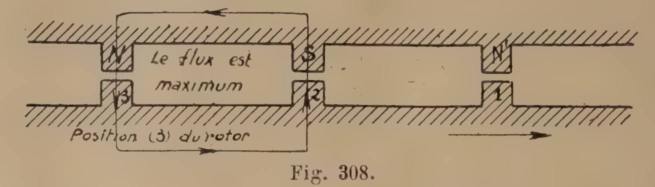


Fig. 308.

cation simple du mode de fonctionnement est la suivante.

La figure 305 représente le développement du stator et du

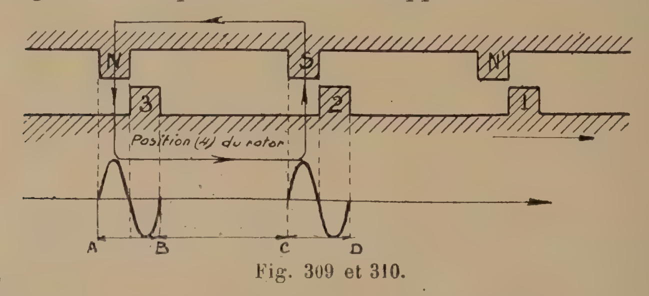
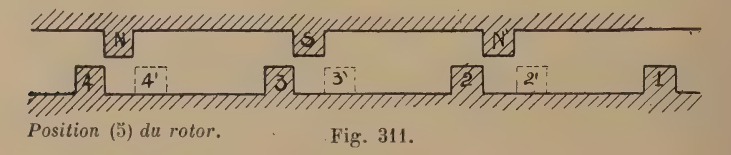


Fig. 309 et 310.

rotor. L'enroulement inducteur est disposé autour des dents du



Position (5) *du rotor.* Fig. 311.

stator, donnant naissance à un flux magnétique qui se ferme par le rotor; suivant la position de ce dernier, la réluctance du

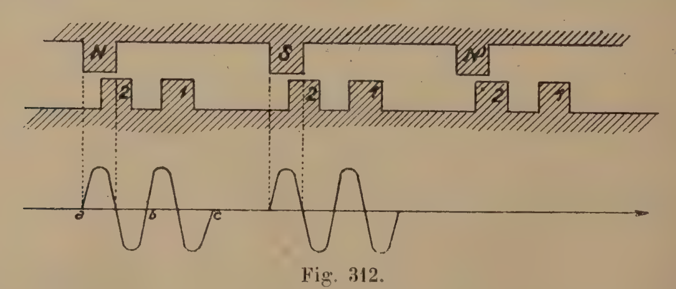


Fig. 312.

circuit magnétique possède une certaine valeur correspondant à un certain flux; celui-ci variable lorsque le rotor tourne et

traversant l'enroulement induit fixé autour des dents du stator produit une f. é. m. qui dure le temps de la variation de flux.

Lorsque le rotor occupe la position (1) (fig. 306,) le circuit

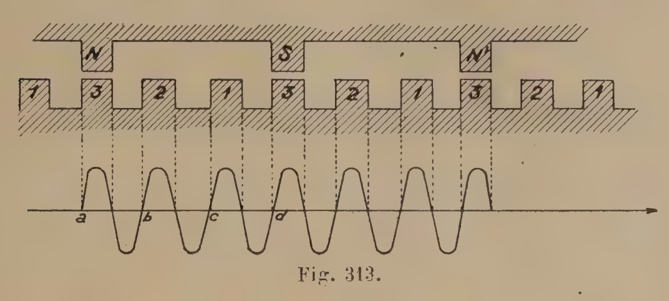


Fig. 313.

magnétique possède une forte réluctance [1], si bien que le flux possède une faible valeur, sensiblement constante tant que les dents du rotor ne présentent aucune partie en regard de celles du stator. Le rotor passant de la position (2) à la position (4) (fig. 307-308-309), les variations de réluctance entraînent des variations correspondantes du flux qui traverse le circuit induit et donnent naissance à une f. é. m. qui s'annule lorsque le rotor passe de la position (4) à la position (5) [2].

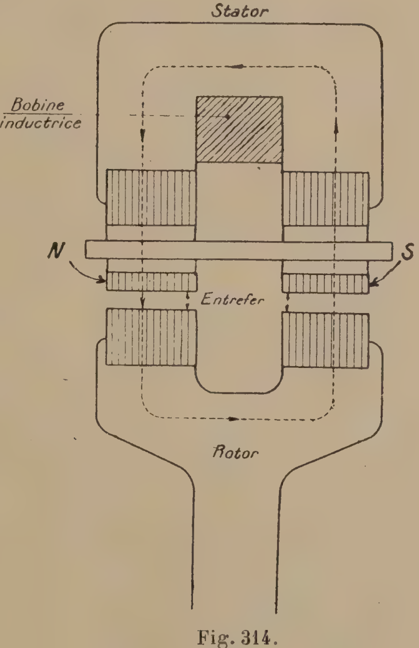


Fig. 314.

Le temps pendant lequel les dents du rotor ont une portion de surface en regard de celles du stator correspond à une période et celles-ci sont séparées par des intervalles où la f. é. m. est nulle.

Si l'on donne au rotor un nombre de dents double (fig. 312), lorsque les dents (1) passent en face des pôles, on obtient une première période *ab*; de même, lorsque les dents (2) passent devant les pôles, on obtient une deuxième période de la f. é. m. *bc*.

(1) La portion d'une ligne de force dans l'air est grande.
(2) Pour la position (5) la dent 2 est près du pôle N'.

Enfin avec un rotor ayant la forme de la figure 313, la f. é. m. induite ne possède pas d'intervalle pendant lequel elle reste nulle. Sa forme est sinusoïdale et l'on voit que, par ce dispositif, on réussit à obtenir une f. é. m. de fréquence élevée tout en possédant un espacement relativement fort entre deux pôles N et S, permettant en particulier de loger facilement les enroulements de l'induit et de l'inducteur.

En réalité, contrairement à ce que représentent les figures 305 à 313 la machine est homopolaire, et possède une bobine inductrice en forme de spire qui produit un flux se fermant à travers le rotor comme l'indique la figure 314, tous les pôles nord sont situés à gauche, tous les pôles sud sont situés à droite, les déplacements du rotor donnent naissance aux variations de flux et par suite à la f. é. m.

IV. — ÉTUDE PARTICULIÈRE DES ALTERNATEURS H. F. DE LA SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIO-ÉLECTRIQUE

Principe. — Leur principe est celui indiqué ci-dessus; le nombre de dents du rotor et le nombre d'encoches du stator sont entre eux comme les nombres 4 et 3 (fig. 315).

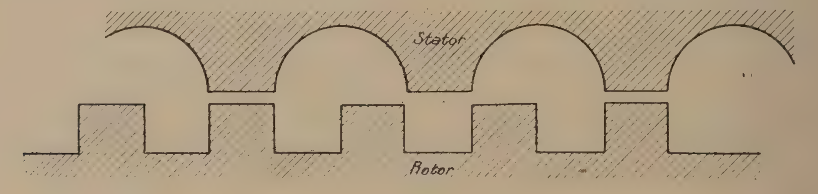


Fig. 315.

Le rotor massif en acier forgé porte à la périphérie des tôles d'acier de $\frac{5}{100}$ de millimètre d'épaisseur.

Le stator porte un simple enroulement en zig-zag avec un seul conducteur par encoche.

Dans les alternateurs de grande puissance, l'enroulement est divisé en plusieurs sections, afin qu'il n'atteigne une tension élevée par rapport à la masse.

L'entrefer radial possède une valeur suffisante pour qu'il ne soit pas nécessaire de prévoir de dispositif de réglage compliqué.

Une circulation d'huile permet un refroidissement énergique si bien qu'il est possible d'augmenter la puissance massique et de diminuer l'encombrement de l'alternateur.

Groupe H. F. — L'alternateur est entraîné par un turbo-moteur

à courant continu très robuste auquel il est rigidement accouplé ; l'ensemble constitue un *groupe H. F.* porté par un socle commun.

Le matériel d'un semblable groupe comprend principalement :

1° Le moteur continu.

2° Le tableau du moteur comprenant les *organes de sécurité* : interrupteur, disjoncteur, etc., *les organes de mesure* : voltmètre, ampèremètre, *les organes de mise en marche* : rhéostat de démarrage, rhéostat d'excitation pour obtenir des variations de vitesse.

3° Le régulateur de vitesse très sensible et très rapide qui maintient constante la vitesse du groupe et par suite la fréquence de l'alternateur qui débite sur un circuit avec lequel il est en résonance; les variations de vitesse n'entraînent pas de variation de fréquence supérieure à $\frac{1}{1\,000}$ de celle-ci; si la longueur d'onde de l'émission est de 15 000 m., les variations de la longueur d'onde ne dépassent pas 15 m.; la réception à l'hétérodyne est parfaitement pure.

4° L'alternateur H. F.

5° Le tableau de l'alternateur comprenant :

Les organes de sécurité;

Les organes de mesure : ampèremètre, voltmètre;

Le rhéostat d'excitation permettant de faire varier la f. é. m. et par suite la puissance débitée par l'alternateur.

Caractéristiques d'un certain nombre de groupes H. F. de la S. F. R. — Voici les caractéristiques des quatre types principaux d'alternateurs H. F. construits en série par la Société française Radioélectrique :

Groupe H. F. de 25 kilowatts.

Fréquence normale de l'alternateur.	30 000 périodes.
Vitesse de rotation normale du groupe.	6 000 t. p. m.
Tension d'alimentation du moteur.	220 volts.
Tension d'excitation du moteur et de l'alternateur.	220 volts.

Le stator de l'alternateur est refroidi par une circulation d'huile.

Groupe H. F. de 50 kilowatts.

Fréquence normale de l'alternateur.	30 000 périodes.
Vitesse de rotation normale du groupe.	4 545 t. p. m.
Tension d'alimentation du moteur.	500 volts.
Tension d'excitation du moteur et de l'alternateur.	110 volts.

Stator et rotor de l'alternateur sont refroidis par une circulation d'huile.

L'enroulement du stator de l'alternateur est divisé en deux sections.

Groupe H. F. de 200 kilowatts.

Fréquence normale de l'alternateur H. F.	18 000 ou 20 000 périodes.
Vitesse de rotation normale du groupe.	3 000 t. p. m.
Tension de l'alimentation du moteur . .	500 volts.
Tension d'excitation du moteur et de l'alternateur.	110 volts.

Stator et rotor de l'alternateur sont refroidis par une circulation d'huile.

Le rotor tourne dans une atmosphère légèrement raréfiée. L'enroulement de l'alternateur est divisé en 4 sections.

Groupe H. F. de 500 kilowatts.

Fréquence normale de l'alternateur. . .	14 000 ou 15 000
Vitesse de rotation normale du groupe .	2 330 t. p. m.
Tension d'alimentation du moteur . . .	110 volts.
Tension d'excitation du moteur et de l'alternateur.	500 volts.

Refroidissement du stator et du rotor de l'alternateur par une circulation d'huile.

Le rotor de l'alternateur tourne dans une atmosphère légèrement raréfiée.

L'enroulement du stator est divisé en 8 sections.

Les détails essentiels de ces divers types diffèrent peu, à part évidemment la puissance qu'ils sont susceptibles de fournir.

Définition de la puissance d'un alternateur H. F. Rendement des alternateurs S. F. R. — Un alternateur H. F. débite sur un circuit avec lequel il est toujours en résonance. Les alternateurs S. F. R. sont montés indirectement sur l'antenne (fig. 316) et ceci afin de pouvoir doser la puissance à fournir à cette antenne en faisant varier le couplage.

La puissance de l'alternateur est la puissance qu'il fournit effectivement à ses bornes A et B, dépensée dans l'antenne, d'une part sous forme de rayonnement $R_r\ I_{eff}^2$, d'autre part sous forme inutile $R_0\ I_{eff}^2$.

Le rendement du groupe H. F. est le rapport de la puissance fournie par l'alternateur à celle absorbée par le moteur; ce rendement est égal au produit du rendement du moteur par celui de l'alternateur.

Pour quatre groupes H. F. de forte puissance, les résultats suivants ont été obtenus :

Rendement de l'alternateur H. F.	de 75 à 77 p. 100
Rendement des moteurs	de 85 à 86 —
Rendement total des groupes	de 63 à 67 —

En réalité, le rendement pratique est diminué par les dépenses d'énergie correspondant à tous les services supplémentaires.

Néanmoins, pour les groupes de forte puissance 200 à 500 kilowatts [1], on peut admettre comme taux minimum du rendement le taux de 60 p. 100 et l'on se rend compte à ce point de vue déjà des avantages de l'alternateur sur l'arc pour un service à grand trafic.

Procédés de manipulation. — L'émission des signaux se fait en décourt-circuitant l'alternateur. Celui-ci ne travaille à pleine charge que juste pendant la durée des signaux. Pendant les

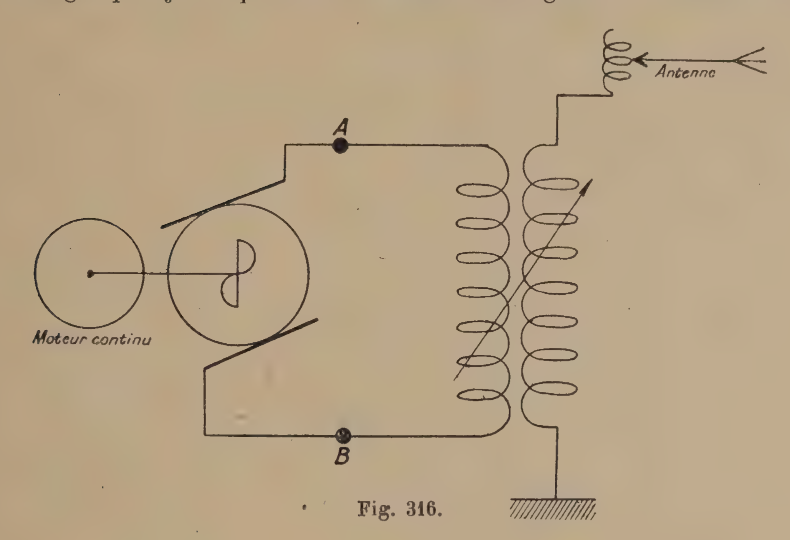


Fig. 316.

intervalles qui les séparent, l'alternateur est court-circuité et la puissance absorbée au réseau est très faible. L'économie d'énergie provenant de ce fait est considérable ; en régime normal de manipulation, l'énergie absorbée au réseau atteint à peine les $\frac{2}{3}$ de celle qui serait absorbée par l'émission d'un trait continu. L'échauffement de l'alternateur est aussi diminué : voici donc un nouvel avantage des alternateurs H. F. sur les arcs ; ces derniers émettent continuellement de l'énergie alternativement sur l'onde de travail et sur l'onde de compensation.

Divers moyens permettant de faire varier la puissance de l'émission. Couplage des alternateurs H. F. en parallèle. — Considérons un groupe de 200 kilowatts débitant sur une antenne ; supposons que le poste d'émission soit utilisé pour des communications avec de nombreux correspondants situés à des distances très différentes et nécessitant, par conséquent, des puis-

(1) On peut admettre un rendement de 62 p. 100 (auxiliaires compris) pour les groupes H. F. de 250 kWs à pleine puissance et 71 p. 100 (auxiliaires compris) pour les groupes H. F. de 500 kWs à pleine puissance.

sances très différentes. Pour les correspondants rapprochés, on peut, en dosant convenablement l'excitation de l'alternateur, fournir telle ou telle puissance jusqu'à 200 kilowatts; au delà (et l'antenne doit être capable de supporter les intensités cor-

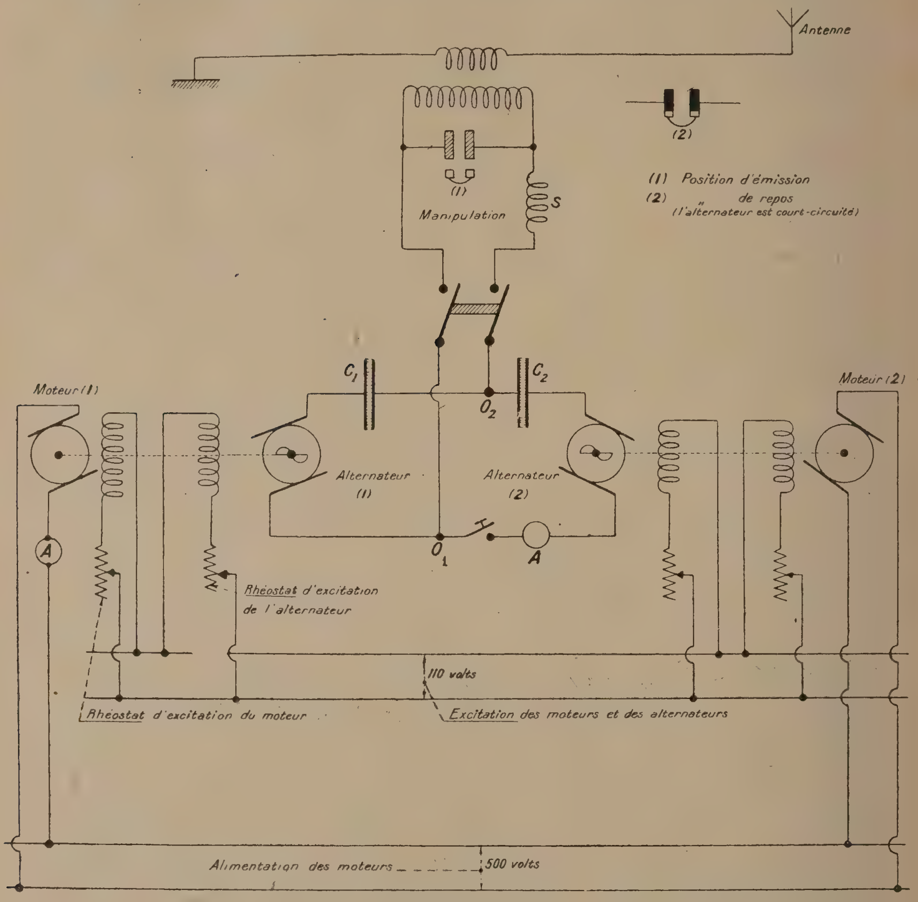


Fig. 317.

respondantes), un alternateur plus puissant serait nécessaire s'il n'était pas possible de coupler un deuxième alternateur avec le premier; c'est sur ce mode de couplage de deux alternateurs H. F. que nous désirons donner quelques renseignements.

Pour qu'un fonctionnement en parallèle soit possible, les alternateurs doivent être maintenus en phase et l'on se rend compte des inconvénients multiples qui interviennent pour des alternateurs H. F. si le couplage est obtenu par une liaison

mécanique : précision du calage, rigidité de l'organe de liaison, etc.

L'artifice utilisé consiste à obtenir le synchronismeen réalisant une *condition dite d'Hopkinson* : les alternateurs fig. 317) ayant leurs pôles réunis aux points O_1 et O_2, elle c onsiste à établir dans chacun des circuits comprenant l'un des alterna-

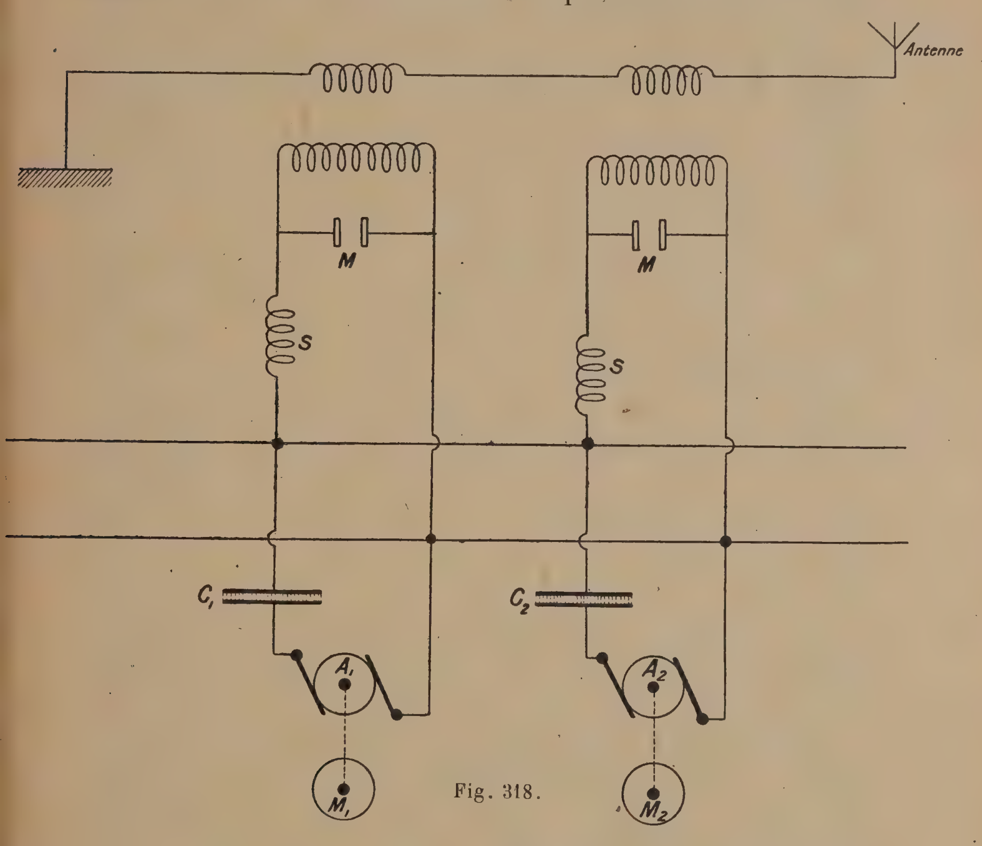


Fig. 318.

teurs envisagés l'égalité entre la résistance et la réactance : alors la valeur du *couple synchronisant* qui tend à maintenir les deux alternateurs en phase est maximum. Pour obtenir ce résultat, deux capacités C_1 et C_2 de couplage sont disposées sur les circuits des alternateurs ainsi que le représente la figure 317. Une self S complémentaire équilibre dans le circuit d'utilisation l'effet des capacités C_1 et C_2 et permet de conserver un couple synchronisant non nul lorsque l'alternateur est court-circuité.

La mise en phase de deux alternateurs se fait de la manière suivante : le circuit de couplage des deux alternateurs est fermé et ceux-ci sont excités : l'un des groupes est maintenu à vitesse

constante, l'autre étant amené à la vitesse du synchronisme en agissant sur l'excitation de son moteur; la mise en phase se produit et est indiquée par l'ampèremètre A placé entre les deux alternateurs dont la déviation diminue brusquement au moment de l'accrochage et devient nulle, si les tensions des deux alternateurs sont égales; à ce moment, les deux moteurs absorbent la même puissance au réseau d'alimentation.

Les deux alternateurs se maintiennent en phase si l'on dérègle les excitations des moteurs des deux groupes; ils fournissent des puissances inégales et il peut même arriver que l'un des alternateurs au lieu de fournir de l'énergie H. F. à l'antenne en reçoive de l'autre alternateur et soit entraîné par celui-ci comme un moteur synchrone; son moteur à courant continu fonctionne alors comme génératrice et fournit au réseau de l'énergie électrique au lieu d'en absorber.

Lorsque les courants en jeu sont très forts, la charge est divisée en plusieurs circuits qui possèdent chacun une self S et un manipulateur M. Le montage correspondant est représenté par la figure 318.

Régulation des groupes couplés. — Une fois les alternateurs couplés, un régulateur unique doit maintenir constantes les vitesses des deux moteurs : il agit à la fois sur les excitations, montées en parallèle, des deux moteurs. Un commutateur unipolaire à deux directions pour chaque alternateur permet de faire agir sur le rhéostat de vitesse du moteur correspondant son propre régulateur Thury ou celui du groupe avec lequel il est couplé.

Chaque groupe H. F. est muni d'une magnéto tachymétrique qui commande le disjoncteur en cas d'emballement. Ces magnétos, utilisées pour alimenter un voltmètre de zéro, permettent de se rendre compte du moment où le couplage se produit, le voltmètre étant à ce moment ramené au zéro.

Fonctionnement en multiplex des alternateurs à haute fréquence. — L'avantage dû au couplage d'alternateurs en parallèle est complété par celui du fonctionnement en multiplex et particulièrement en diplex.

La station d'émission comporte deux (cas du diplex) demi-antennes séparées l'une de l'autre et alimentées chacune par un ou plusieurs alternateurs H. F. couplés en parallèle.

Si aucun dispositif spécial n'était utilisé, chaque demi-antenne induirait dans sa voisine une certaine f. é. m., par suite des courants de H. F. relativement intenses, qui, venant s'ajouter à ceux débités par les alternateurs, provoqueraient une surcharge importante, d'où un échauffement dangereux.

Chaque demi-antenne parcourue par des courants de H. F. agit sur l'autre demi-antenne, jusqu'à un certain point, comme sur une antenne de réception par l'intermédiaire d'un

champ électromagnétique : l'action magnétique, de sens contraire à l'action électrostatique (champ électrique), est prédominante et il est nécessaire, afin d'obtenir une compensation complète, d'établir un couplage magnétique supplémentaire de sens convenable ; ce couplage est obtenu au moyen de selfs inductances d'antenne, celles-ci étant disposées de façon que leur induction mutuelle s'ajoute à l'induction mutuelle propre des nappes (fig. 319).

Cette compensation n'est absolue que pour une longueur d'onde ; si le poste doit fonctionner sur de nombreuses lon-

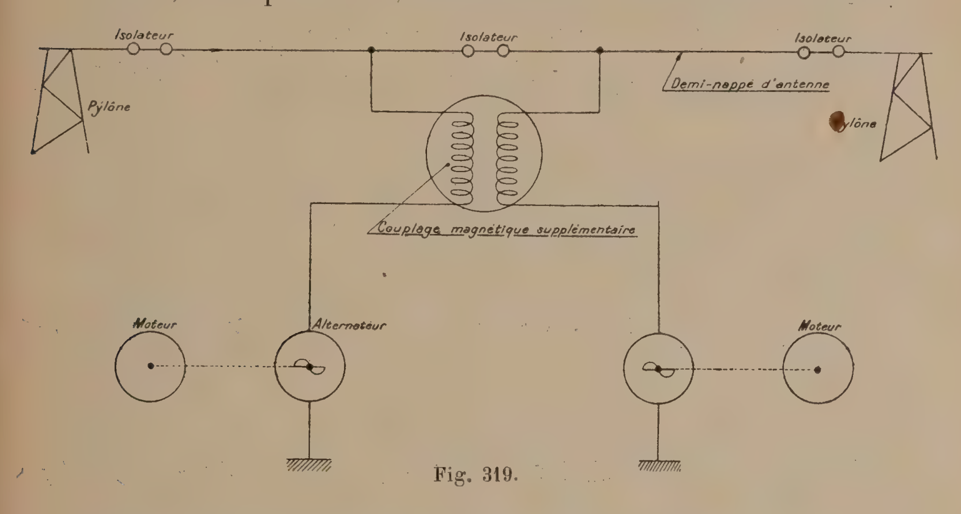


Fig. 319.

gueurs d'onde comprises entre deux limites extrêmes λ_1 et λ_2, le couplage convenable est réalisé par une valeur moyenne ; pour toute autre valeur de la fréquence d'émission, les effets d'une compensation incomplète sont sans grande influence pourvu que la différence $(\lambda_2 - \lambda_1)$ ne soit pas trop forte.

La différence entre les longueurs d'onde des deux émissions doit être suffisante pour que les deux circuits ouverts ou demi-antennes soient loin de la résonance l'un par rapport à l'autre.

Pour une fréquence de 20.000 périodes ($\lambda = 15\,000$ m.) de l'une des émissions, la fréquence de l'autre émission simultanée sur l'autre demi-antenne doit différer d'au moins 10 p. 100, soit 2 000 périodes, soit 1 500 m. de longueur d'onde.

La longueur d'onde de l'autre émission doit être en dehors de l'intervalle 16 500 et 13 500 m.

Avantages des alternateurs H. F. de la S. F. R. — Nous pouvons résumer les avantages incontestables de ces alternateurs pour les fortes longueurs d'onde et les fortes puissances :

1° Rendement très élevé, 60 p. 100 au moins pour un

groupe H. F. de 250 kWs antenne, en tenant compte des pertes dues aux services supplémentaires (pompes de circulation d'huile, par exemple) et 71 p. 100 au moins pour un groupe H. F. de 500 kWs antenne dans les mêmes conditions;

2° Robustesse;

3° Pureté de l'onde émise due à la construction des alternateurs;

4° Stabilité. Les variations de la vitesse des moteurs sont insignifiantes par suite de la sensibilité et de la rapidité des régulateurs Thury;

5° Possibilité du couplage en parallèle de plusieurs alternateurs;

6° Possibilité du fonctionnement en multiplex.

Pour les fortes puissances (200 à 1 000 kilowatts), l'alternateur H. F. est l'appareil idéal pour les émissions d'ondes entretenues; son seul inconvénient est son prix, de beaucoup supérieur à celui d'un arc de même puissance antenne; ce dernier ne l'emporte néanmoins que dans le seul cas où le trafic à transmettre étant insignifiant, l'intérêt et l'amortissement du capital engagé constituent la dépense principale.

Pour les moyennes puissances (15 à 200 kilowatts antennes), bien qu'il soit prématuré pour se prononcer fermement, il semble que l'utilisation des lampes doive l'emporter; la technique de ces dernières se développe si rapidement qu'il est bien difficile de prévoir l'usage qu'il pourra en être fait dans quelques années. Enfin, aucun poste actuel ne peut nous renseigner sur les *avantages en* EXPLOITATION du fonctionnement en multiplex et du couplage en parallèle des alternateurs H. F.

CHAPITRE IV

RÉCEPTION DES ONDES ENTRETENUES

I. — GÉNÉRALITÉS

Impossibilité de recevoir les ondes entretenues comme les ondes amorties. — La réception des ondes entretenues ne peut s'effectuer comme celle des ondes amorties; considérons une radio-communication entre deux points A et B; supposons par exemple l'émission produite par un poste à lampe (fig. 320),

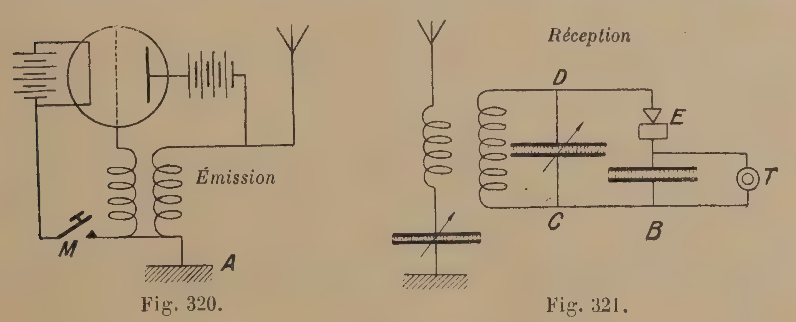


Fig. 320.

Fig. 321.

et la réception obtenue sur le dispositif normal étudié à propos des ondes amorties (fig. 321). Le champ sinusoïdal en B induit dans l'antenne de réception, et par suite dans le secondaire couplé, un courant de haute fréquence (fig. 322), sinusoïdal qui persiste si le manipulateur M reste constamment abaissé.

L'ensemble détecteur-téléphone branché en dérivation entre les points C et D ne laisse passer facilement l'électricité que lorsque le potentiel de D (par exemple) est supérieur à celui de C, si bien que le courant qui traverse cette dérivation est constitué par une série d'alternances toutes de même sens, si rapprochées que pour une membrane inerte, comme celle du téléphone, tout se passe comme si celui-ci était traversé par un courant continu de valeur i_0; si, au moyen de M, on manipule un certain nombre de points et de traits, au début de chacun de ceux-ci, la plaque du téléphone est attirée, pour

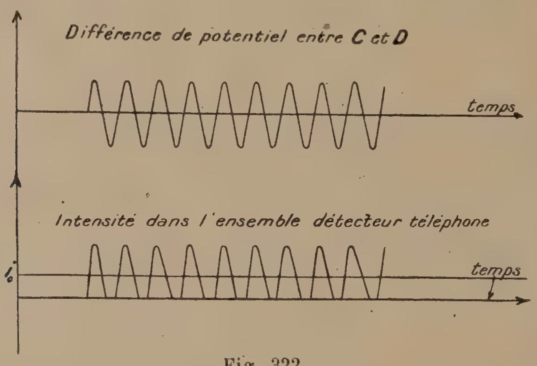


Fig. 322.

reprendre sa position initiale à leur fin; pendant la durée d'un trait l'oreille ne perçoit rien, la membrane du téléphone reste immobile; il est donc ainsi impossible de recevoir avec ce *dispositif seul* des ondes entretenues.

Divers modes de réception des ondes entretenues. — Deux méthodes nous sont immédiatement suggérées par l'étude de la réception des ondes amorties; ces dernières produisent entre les points C et D une différence de potentiel dont l'amplitude est variable; chaque train d'ondes donne naissance à une série de courants de même sens très rapprochés produisant une attraction de la membrane du téléphone; ces trains d'onde se succèdent à raison de 900, par exemple, par seconde, et font rendre au téléphone un son musical de hauteur 900; pour obtenir le même résultat avec des ondes entretenues, il suffit, soit :

1° De les découper à l'émission;

2° — à la réception.

Si le poste A émet un trait de durée égale à 1 seconde, l'onde émise est constituée par une onde coupée un grand nombre de fois par seconde (900 par exemple). Si l'on ne tient pas compte de la durée de propagation, la différence de

potentiel entre C et D varie comme l'indique la figure 323 *b*; et le courant traversant le téléphone à la forme (fig. 323 *c*); la membrane de téléphone attirée et abandonnée 900 fois par seconde rend un son de hauteur 900 pendant toute la durée du trait. Au lieu de découper l'onde au départ, on peut obtenir le

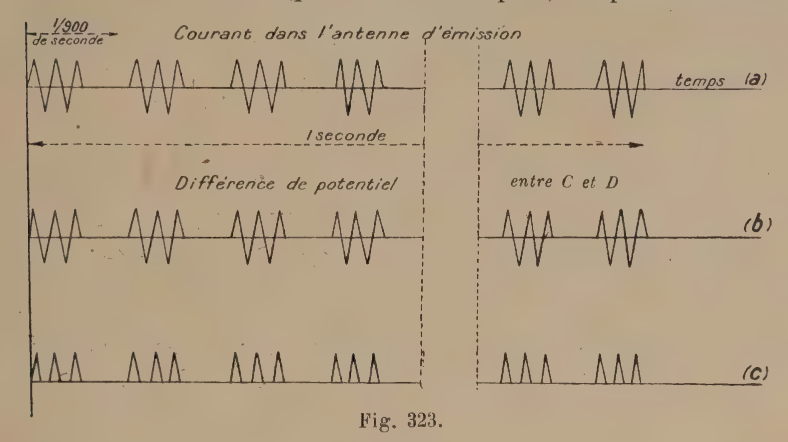


Fig. 323.

même résultat en le faisant à l'arrivée au moyen d'un dispositif appelé *tikker*; il suffit de disposer, soit sur le circuit primaire, soit sur le secondaire, soit sur le circuit détecteur-téléphone de préférence, un interrupteur actionné extérieurement, de telle façon qu'il coupe 900 fois (par exemple) par seconde les courants induits par le poste d'émission (fig. 324). Les premiers tikker étaient constitués par un trembleur T fermant périodiquement le circuit du téléphone. A certains tikker, il n'est pas besoin d'adjoindre un détecteur D : exemple Tikker formé de deux fils d'or en croix dont l'un est animé d'un mouvement vibratoire; le contact entre les deux fils possède des propriétés détectrices.

Fig. 324.

Un autre modèle de tikker est constitué par une roue rugueuse sur laquelle appuie une lame; la roue en tournant fait vibrer la lame et produit des interruptions de contact.

Le tikker n'est que peu employé pour la réception des entretenues; il possède l'inconvénient de ne pas utiliser l'énergie captée par l'antenne de réception entre deux trains d'ondes entretenues consécutifs; certains dispositifs pour palier à ce désavantage ont été imaginés; nous ne nous y arrêterons pas.

L'emploi d'ondes découpées au départ est parfois utilisé pour des communications avec bateaux qui *reçoivent ces ondes exactement comme des amorties.*

A l'époque actuelle, la réception des entretenues se fait presque uniquement en faisant interférer l'onde incidente avec une source locale d'ondes entretenues appelée *hétérodyne*, convenablement réglée, de façon à obtenir des battements perceptibles dans un circuit détecteur-téléphone. C'est cette méthode de réception que nous allons étudier en détail.

II. — RÉCEPTION DES ONDES ENTRETENUES AU MOYEN D'UNE HÉTÉRODYNE

Principe. — Faisons agir sur le circuit secondaire (S) d'un poste de réception, d'une part une f. é. m. de fréquence N_1, induite par couplage avec l'antenne T réceptrice, d'autre part, une f. é. m. de fréquence N_2 produite par couplage avec une bobine B insérée dans le circuit oscillant (BAC_2EDCB) d'une source locale ou hétérodyne; les variations de la capacité C_2 (fig. 325), produisent des variations de la fréquence N_2; N_1 et N_2 sont des hautes fréquences; supposons que C_2 soit réglé de telle sorte que la valeur de la différence entre N_1 et N_2 soit d'environ 500 ou 1 000. A l'intérieur de (S), nous avons superposition de deux courants sinusoïdaux de fréquences N_1 et N_2; ceux-ci, tantôt s'ajoutent, tantôt se retranchent, si bien que si l'on fait leur somme algébrique à tout instant, le courant résultant est *oscillatoire* de fréquence $\frac{N_1 + N_2}{2}$, c'est-à-dire de haute fréquence; mais *l'amplitude* A de ce courant est *variable* et oscille entre deux limites $(b - a)$ et $(b + a)$, b étant l'amplitude du courant de fréquence N_2 et a celle du courant de fréquence N_1; cette amplitude du courant total est donc une quantité variable, périodique, dont la fréquence est égale à la différence des

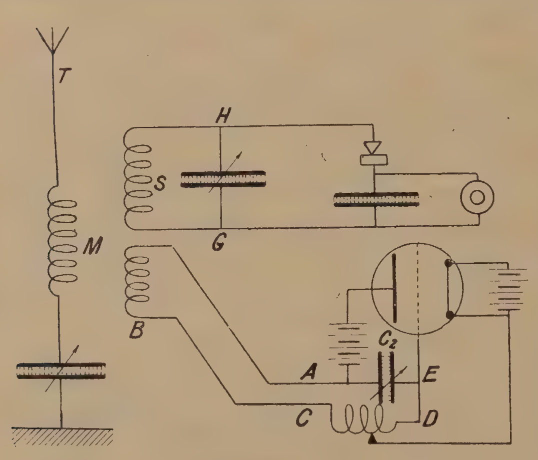


Fig. 325.

fréquences ($N_1 - N_2$), des deux sources. Si le poste d'émission travaille sur une longueur d'onde de 3 000 m., c'est-à-dire sur une fréquence N_1 de 100 000, l'hétérodyne étant

Courant de fréquence N_1 amplitude (a)

temps (a)

1/100.000 de seconde

Courant de fréquence N_2 amplitude (b)

(b)

1/101.000 de seconde

$\frac{1}{N_2 - N_1} = \frac{1}{101.000 - 100.000} = \frac{1}{1000}$ de seconde

(b+a)

(b-a)

(c)

$\frac{2}{101.000 + 100.000}$ soit $\frac{1}{100.500}$ de seconde

Intensité dans le détecteur téléphone

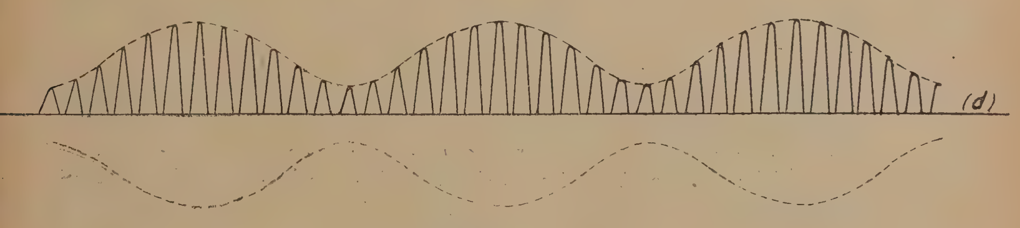


Fig. 326.

réglée de manière à produire une fréquence : $N_2 = 101\,000$ par exemple, le courant total dans le secondaire est oscillant de fréquence 100 500 ; son amplitude varie périodiquement entre les valeurs $(b - a)$ et $(b + a)$, et la fréquence de ces variations

est de (101 000 — 100 000 = 1 000); le courant détecté qui passe dans le circuit (détecteur-téléphone), ayant la forme de la figure 326 *d*, est constitué par une succession d'alternances, toutes de même sens et très rapprochées, dont l'amplitude varie périodiquement; tout se passe comme si le téléphone était parcouru par un courant ondulé (superposition d'un courant continu et d'un courant alternatif), et la plaque du téléphone rend un son de fréquence 1 000. Au moyen d'une hétérodyne, on arrive au résultat cherché qui consiste à rendre alternativement variable suivant une période musicale le courant détecté.

Avantages de ce mode de réception. — Ce mode de réception possède de nombreux avantages :

1° La méthode du tikker diminue l'énergie utilisable captée par l'antenne; ici, au contraire, l'hétérodyne ajoute de l'énergie à celle qui vient de l'antenne.

2° L'intensité du courant qui passe dans le secondaire est représentée par la figure 326 *c*; une courbe analogue représente la différence de potentiel entre les points G et H (fig. 325) dont l'amplitude varie entre $(b_1 + a_1)$ et $(b_1 - a_1)$, a_1 et b_1 étant les amplitudes des *différences de potentiel* créées par le poste d'émission et l'hétérodyne (1). Si, en l'absence de toute réception, le détecteur fonctionne sous une différence de potentiel u_1 (fig. 327), en période d'écoute l'amplitude du potentiel aux bornes du détecteur de part et d'autre de u_1 oscille entre $(b_1 - a_1)$ et $(b_1 + a_1)$ et, par suite de la différence d'inclinaison des deux éléments A B et A′ B′ séparés l'un de l'autre par un arc BB′ qui peut être important, la détection peut être presque complète; ce résultat est obtenu si l'élément AB est horizontal.

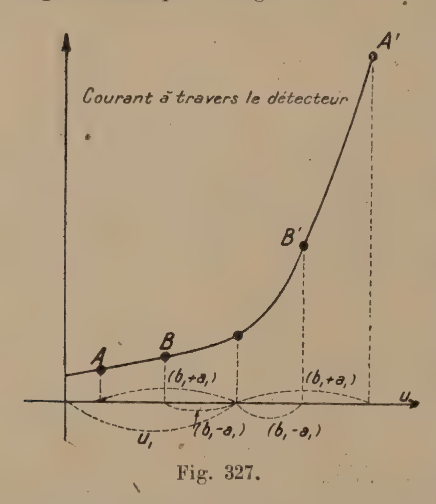


Fig. 327.

3° La réception par hétérodyne fournit pour les faibles longueurs d'onde un moyen excellent de protection contre les brouillages causés par des postes travaillant sur des longueurs d'onde voisines; cette protection possède une efficacité telle qu'il est possible (bien que cela ne soit pas à recommander) de recevoir dans le même local sur divers ensembles de réception plusieurs postes d'émissions travaillant sur des longueurs d'onde

(1) Aux bornes du condensateur du secondaire (points G et H).

voisines ; c'est l'emploi de l'hétérodyne qui a permis en grande partie le développement considérable des postes à ondes entretenues sur le front sans qu'il s'en suive une gêne appréciable.

Sélection due à l'emploi de ce mode de réception. — Étudions d'un peu plus près cette question ; considérons un poste faisant des émissions sur une longueur d'onde λ_1, correspondant à la fréquence N_1 ; les circuits de réception étant accordés sur λ_1, on diminue progressivement la capacité de l'hétérodyne de manière à augmenter la fréquence N_2 des ondes qu'elle émet : N_1 étant fixe, N_2 (d'abord inférieur à N_1) augmentant, la différence $(N_1 - N_2)$ diminue ; lorsqu'elle est plus grande que 3 000, limite supérieure des sons audibles, l'oreille ne perçoit rien ; en augmentant N_2, le téléphone commence à rendre un son dont la hauteur diminue peu à peu pour disparaître lorsque $N_2 = N_1$; N_2 croissant encore $(N_2 - N_1)$ augmente, le son rendu augmente de nouveau de hauteur pour disparaître lorsque $(N_2 - N_1) = 3\,000$.

Ainsi, lorsqu'on utilise une hétérodyne, la note rendue par le téléphone est réglable à volonté et il est possible de recevoir la longueur d'onde λ_1 du poste à recevoir en faisant varier la fréquence N_2 entre les deux valeurs N'_2 et N''_2 telles que :

$$\left.\begin{array}{l} N_1 - N'_2 = 3\,000 \\ N''_2 - N_1 = 3\,000 \end{array}\right\} N'' - N'_2 = 6\,000,$$

ce qui revient à faire varier la longueur d'onde λ_2 de l'hétérodyne entre deux valeurs λ'_2 et λ''_2 telles que :

$$(1) \qquad \left\{\begin{array}{l} \dfrac{3 \times 10^8}{\lambda_1} - \dfrac{3 \times 10^8}{\lambda'_2} = 3\,000, \\[2ex] \dfrac{3 \times 10^8}{\lambda''_2} - \dfrac{3 \times 10^8}{\lambda_1} = 3\,000, \end{array}\right.$$

soit

$$(2) \qquad \left\{\begin{array}{l} \dfrac{1}{\lambda_1} - \dfrac{1}{\lambda'_2} = \dfrac{1}{100\,000}, \\[2ex] \dfrac{1}{\lambda''_2} - \dfrac{1}{\lambda_1} = \dfrac{1}{100\,000}. \end{array}\right.$$

La première de ces équations donne après réduction au même dénominateur des fractions du premier membre et multiplication des deux membres par λ_2 :

$$\frac{\lambda'_2 - \lambda_1}{\lambda_1} = \frac{\lambda'_2}{100\,000},$$

ou, approximativement, en remplaçant dans le deuxième membre, λ'_2 par sa valeur peu différente λ_1 :

$$\frac{\lambda'_2 - \lambda_1}{\lambda_1} = \frac{\lambda_1}{100\,000}.$$

On trouverait de même :

$$\frac{\lambda_1 - \lambda_2''}{\lambda_1} = \frac{\lambda_1}{100\,000}.$$

Exemples. — 1° Soit d'abord à recevoir un poste travaillant sur une longueur d'onde λ_1 de 100 m. :

$$\frac{\lambda_2' - \lambda_1}{100} = \frac{100}{100\,000} = \frac{1}{1\,000}.$$

D'où

$$\begin{cases} \lambda_2' - \lambda_1 = \frac{1}{10} \text{ de mètre} = 0{,}1 \text{ m.} \\ \lambda_1 - \lambda_2'' = \frac{1}{10} \text{ de mètre} = 0{,}1 \text{ m.} \end{cases}$$

Ainsi, on perçoit au téléphone le poste travaillant sur une longueur de 100 m. lorsque la longueur d'onde de l'hétérodyne est comprise entre (100 — 0,1) m. et (100 + 0,1) m.; tout autre poste dont la longueur d'onde est extérieure à l'intervalle 99,90 m. et 100,10 m., non éliminé par les phénomènes de résonance, le sera grâce à la réception par hétérodyne ; supposons même deux émissions faites sur 99,90 m. et 100 m. de longueur d'onde, on désire recevoir la deuxième; il suffit de régler l'hétérodyne pour une longueur d'onde comprise entre 100 m. et 100,10 m. ; nous sommes dans la zone de réception du poste travaillant sur 100 m. et en dehors de l'intervalle (99,9 m. — 0,1) = 99,8 m. et (99,9 m. + 0,1) = 100 m. du poste que l'on désire éliminer.

2° Si l'émission à recevoir est faite sur 1 000 m., un calcul analogue donne :

$$\frac{\lambda_2' - \lambda_1}{1\,000} \quad \frac{1\,000}{100\,000} = \begin{cases} \lambda_2' - \lambda_1 = 10 \text{ m.} \\ \lambda_1 - \lambda'' = 10 \text{ m.} \end{cases}$$

La réception par hétérodyne permet donc de séparer deux postes dont les longueurs d'onde diffèrent de 10 m. lorsqu'ils travaillent dans le voisinage de 1 000 m.

3° Enfin si $\lambda_1 = 10\,000$ m. ; $\lambda_2 - \lambda_1 = 1\,000$ m. ; les propriétés sélectives dues à l'emploi de l'hétérodyne disparaissent pour les fortes longueurs d'onde; pour obtenir alors une protection contre les brouillages, il faut s'adresser à d'autres éléments (circuits syntonisés couplés d'une manière lâche, par exemple).

Pour les courtes longueurs d'onde : 100 à 1 000 m. par exemple, la séparation par hétérodyne des signaux présente une efficacité bien supérieure à celle obtenue par des résonances aiguës; aussi est-il possible dans ces limites d'utiliser dans une même région un grand nombre de postes à entretenues travaillant sur des longueurs d'onde très voisines.

Divers modes de production des ondes auxiliaires : hétérodyne indépendante. Lampe autodyne. Emploi d'un compensateur. — 1° Le premier consiste à employer une source indépendante ou hétérodyne (par exemple hétérodyne de la radiotélégraphie militaire, modèle 1917, décrite déjà) ; elle a, à côté de certains avantages, l'inconvénient de nécessiter un matériel supplémentaire, accumulateurs de plaque et de chauffage.

2° Dans toute réception moderne, on utilise des amplificateurs ; il est possible d'obtenir avec une même lampe plusieurs fonctions différentes; lampe à la fois détectrice et génératrice d'ondes entretenues par exemple; on diminue ainsi l'encombrement du matériel. Le résultat peut être obtenu de plusieurs manières.

a) La lampe étant montée en détectrice (utilisation de la caractéristique de grille) (fig. 328), on couple la plaque au

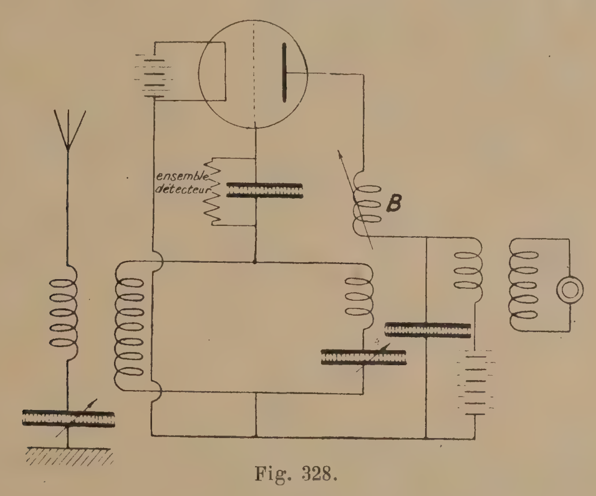


Fig. 328.

moyen d'une bobine avec le circuit secondaire de réception, disposé sur la grille ; on donne ainsi naissance [1] à des oscillations dont la période à la limite d'entretien est égale à la période propre du circuit secondaire; celui-ci doit donc être désaccordé puisque les oscillations dont il est le siège, produites par la lampe sur sa période propre, doivent interférer avec celles qui lui viennent de l'antenne; pour de faibles longueurs d'onde, comme nous l'avons vu, la différence entre les longueurs d'onde de l'émission et de la source locale sont extrêmement faibles et le désaccord du secondaire est sans influence sur l'intensité de la réception, même si le circuit est syntonisé.

Il n'en est pas de même pour de fortes longueurs d'onde et il est préférable alors d'utiliser une source indépendante.

(1) Page 179.

b) La production des « oscillations hétérodynes » à l'intérieur du circuit secondaire peut être obtenue dans les amplificateurs à résistance en couplant la grille de la première lampe à la plaque de la deuxième par l'intermédiaire d'un condensateur variable ou *compensateur* (fig. 329); l'armature A mobile peut être disposée, soit en face de B pour la production d'oscillations entretenues dans le circuit secondaire (position 1), soit en face

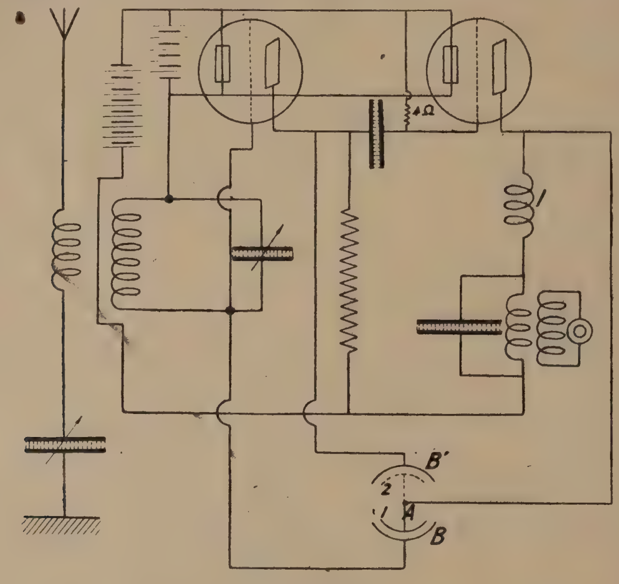


Fig. 329.

de B' pour coupler les plaques des deux lampes et supprimer ainsi toute oscillation auxiliaire qui aurait tendance à se produire lorsqu'on reçoit des amorties.

Montage type d'un poste de réception d'ondes entretenues. — En définitive, nous trouvons dans les postes de réception pour entretenues, non seulement les organes des postes pour amorties, mais aussi des organes supplémentaires destinés à rendre variable l'amplitude des courants oscillants qui parcourent le circuit secondaire. Au point de vue pratique, un ensemble récepteur pour entretenues comprend généralement (fig. 330) :

1° Un cadre récepteur;

2° Une boîte de réception;

3° Un ensemble comprenant des lampes amplificatrices H.F., une lampe détectrice et des lampes amplificatrices B.F. Deux batteries de 40 volts servent pour les plaques et une de 4 volts pour le chauffage;

4° Si l'amplificateur ne possède pas de lampe autodyne, une hétérodyne avec accumulateurs;
5° Casques téléphoniques.
6° Un système antiparasite;
7° Un système enregistreur.

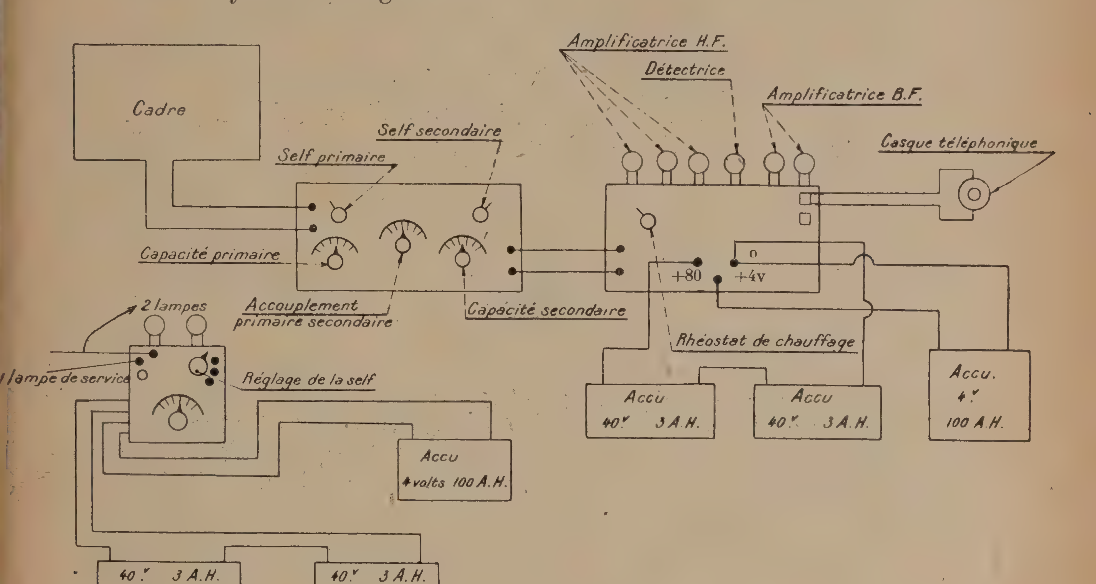


Fig. 330.

Amplificateurs Z (1). — Il existe un système de réception autre que celui par hétérodyne, qui consiste à obtenir un abaissement de fréquence par modulation du courant de haute fréquence induit; un courant $I \sin \omega t$ modulé complètement à la période $\frac{\omega'}{2\pi}$ a pour expression :

$$I \sin \omega t \sin \omega' t = \frac{I}{2} \cos(\omega - \omega') t + \frac{I}{2} \cos(\omega + \omega') t.$$

Ce courant modulé se comporte comme la somme de deux courants, l'un de fréquence plus élevée, l'autre de fréquence plus faible que celle de l'onde reçue; la modulation utilisée dans l'amplificateur Z est une modulation par lampe (fig. 330 *bis*) : la différence de potentiel haute fréquence prise aux bornes du condensateur du cadre est appliquée à la grille de la lampe, dont la plaque est alimentée par du courant de haute fréquence produit par une hétérodyne; le filament est réuni à l'une des

(1) Voir l'*Onde électrique*, 1re année, n° 1, p. 26 et suiv.

bornes du condensateur C_2 de l'hétérodyne, la plaque étant réunie à l'autre borne. Le téléphone T est shunté par un condensateur de $\frac{1}{1\,000}$ de microfarad. L'amplificateur Z comprend

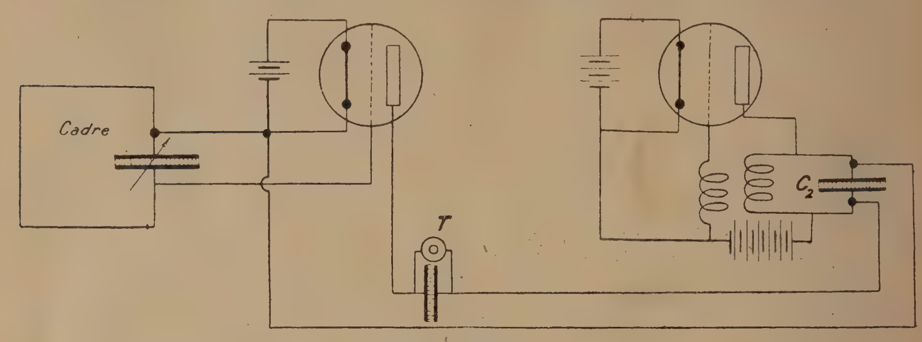


Fig. 330 *bis.*

un certain nombre de lampes amplificatrices haute fréquence à résonance (fig. 330 *ter*), une lampe modulatrice et une lampe hétérodyne ; il existe plusieurs types suivant les gammes de longueurs d'onde à recevoir : le Z_1 de 13 000 à 25 000 m., le Z_2 de 6 000 à 13 000, le Z_3 de 3 000 à 6 000, etc.

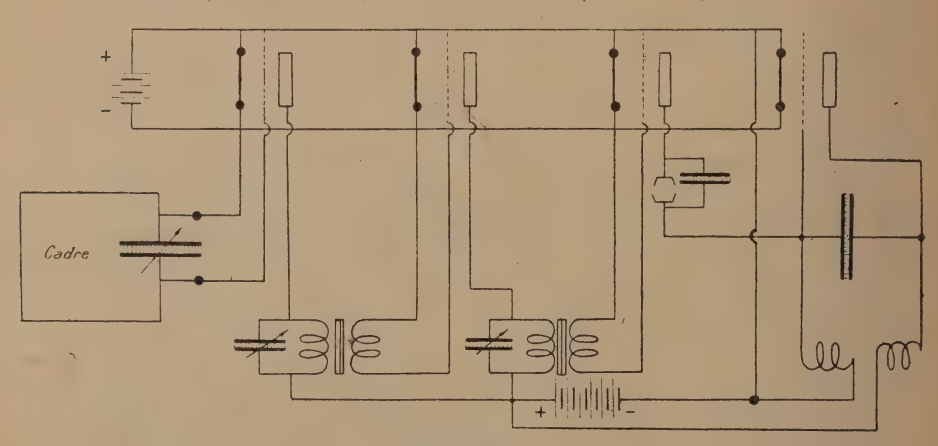


Fig. 330 *ter.*

Ces amplificateurs, construits par la radiotélégraphie militaire, sont, de tous les amplificateurs, ceux qui nous ont donné à tous les points de vue les meilleurs résultats. Nous ne nous appesantirons pas sur la description de ces appareils dont la réalisation présente de nombreux points nouveaux et très intéressants.

CHAPITRE V

EMPLOI DES CADRES POUR LA RÉCEPTION RADIOGONIOMÉTRIE

Généralités.
Théorie succincte des cadres.
Calcul simple d'un cadre : le cadre ne possède pas de secondaire;
le cadre possède un secondaire.
Radiogoniométrie.

1° **Généralités.** — Un cadre de réception n'est autre chose qu'une bobine (fig. 331), de faible longueur par rapport à son diamètre, mobile autour d'un axe vertical, passant par son centre et disposé dans le plan perpendiculaire à son axe xy.

La forme des cadres généralement utilisés est symétrique; nous étudierons plus loin l'influence de cette forme sur la réception.

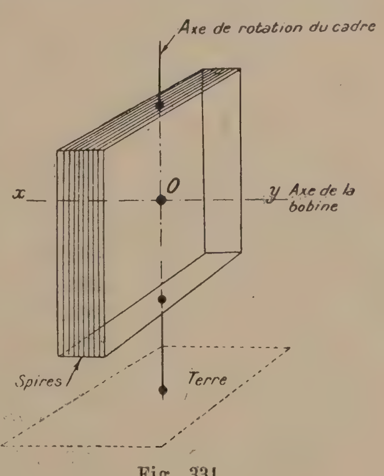


Fig. 331.

2° **Théorie succincte des cadres.** — Considérons un poste d'émission E (fig. 332). Nous savons que l'énergie émise se propage par ondes sphériques à grande distance; en un point R de réception, le champ électromagnétique est constitué par la juxtaposition d'un champ électrique variable vertical et d'un champ magnétique variable horizontal : ce dernier est représente par un vecteur Rm dont l'extrémité m oscille entre les points M_1 et M_2 avec la fréquence des émissions du poste E.

Dans le cas d'ondes entretenues, la valeur efficace du champ sinusoïdal est : $M = 120\pi \frac{hI}{\lambda r}$.

Si en R on dispose un cadre (fig. 332) dans la position (11), (fig. 333), les lignes de force magnétiques traversent toutes les spires; le flux correspondant étant variable, par suite des

variations du champ, donne naissance à une *f. é. m.* sinusoïdale. Si le cadre est disposé dans la position (2 2), tangentiellement aux lignes de force, le flux qui le traverse est nul; la *f. é. m.* induite est nulle et le poste E faisant des émissions, on n'entend rien au poste R. Pour toute position (3 3) intermédiaire (fig. 333) entre (1 1) et (2 2), le flux variable possède une valeur efficace non nulle qui va en diminuant [1] de sa valeur maxima pour la position (1 1) à la valeur 0 par la position (2 2). Il s'ensuit que le cadre étant suivi d'un ensemble de réception (fig. 334) dont les circuits ont été réglés sur la fréquence à recevoir, le téléphone rend un son d'intensité décroissant jusqu'à extinction totale lorsque le cadre tourne entre les positions (1 1) et (2 2).

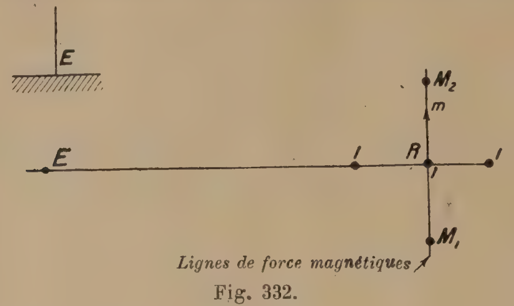


Fig. 332.

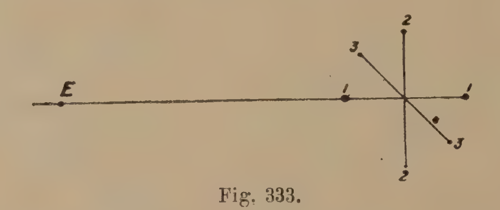


Fig. 333.

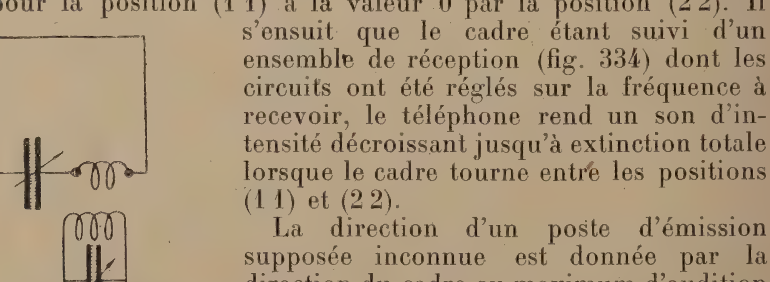


Fig. 334.

La direction d'un poste d'émission supposée inconnue est donnée par la direction du cadre au maximum d'audition ou par la direction perpendiculaire à celle du cadre au moment de l'extinction, à laquelle l'oreille est plus sensible.

3° Calcul simple d'un cadre. Le cadre ne possède pas de secondaire. — Le calcul d'un cadre est essentiellement différent suivant que celui-ci ne possède pas (fig. 335) ou possède (fig. 336) un secondaire.

(1) Comme valeur efficace.

Le cadre ne possède pas de secondaire (fig. 335). — Désignons

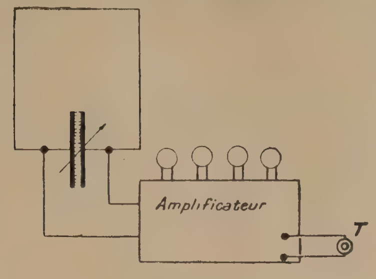


Fig. 335.

par s la surface d'une spire; le nombre de celles-ci est n. La surface totale du cadre est :

$$S = ns,$$

le flux magnétique qui le traverse est à chaque instant :

$$\Phi = S \cos \alpha M = S \cos \alpha \times M;$$

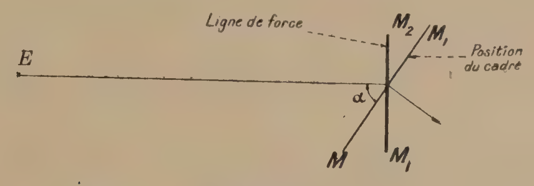


Fig. 335 *bis*.

M étant la valeur du champ magnétique variable; α est l'angle aigu du cadre avec la direction du poste d'émission E. En

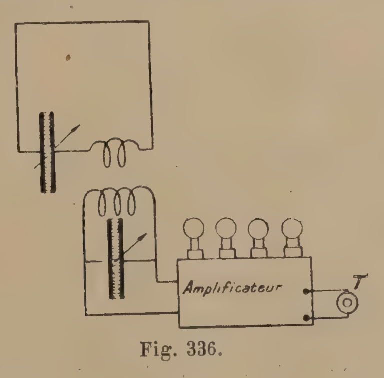


Fig. 336.

remplaçant M par sa valeur :

$$M = M_0 \sin \omega t \qquad \left(M_0 = 120\pi \frac{hI}{\lambda r}\right)$$

$$\Phi = M_0 S \cos \alpha \sin \omega t,$$

et la force électromotrice a pour valeur

$$e = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} = M_0 S \omega \cos \alpha \cos \omega t.$$

Cette f. é. m. donne naissance à l'intérieur du circuit de résistance R de self L et de capacité C (y compris celle du condensateur d'accord C) à un courant d'intensité[1] :

$$i = \frac{S \omega M_0 \cos \alpha}{\sqrt{R^2 + \left(L \omega - \frac{1}{C \omega}\right)}} \sin(\omega t - \varphi); \qquad \text{avec} \qquad \operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega - \frac{1}{C \omega}}{R}.$$

Or, la capacité aux bornes du cadre est réglée à la syntonie de telle sorte que

$$L \omega - \frac{1}{C \omega} = 0$$

et l'amplitude de i est :

$$i_0 = \frac{M_0 S \omega}{R} \cos \alpha.$$

L'amplitude de la différence de potentiel aux bornes de la capacité C est (fig. 337) :

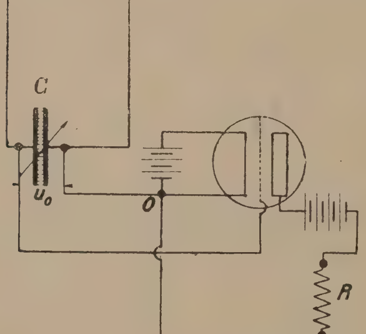


Fig. 337.

$$U_0 = \frac{i_0}{C \omega} = \frac{M_0 S \cos \alpha}{CR};$$

et en remplaçant C par sa valeur :

$$C = \frac{1}{L \omega^2}$$

$$(1) \qquad U_0 = \frac{M_0 S L \omega^2 \cos \alpha}{R}.$$

C'est cette différence de potentiel qui est appliquée à la grille de la première lampe amplificatrice (fig. 337) provoquant des variations du courant de plaque, d'autant plus grandes que U_0 est grand :

La formule (1) montre que la valeur efficace de U_0 dépend :

1° De l'intensité de l'émission, que nous supposons fixée $\left(\text{dépend de } \frac{hI}{\lambda r}\right)$, $[M_0]$;

(1) Simple application de la théorie des courants alternatifs : une f. é. m. : $e = (E_m) \sin \omega t$ donne naissance dans un circuit de résistance R, de self L, de capacité C, à un courant $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ avec :

$$I_m = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega - \frac{1}{C \omega}}{R}$$

2° De l'orientation du cadre, dépendant de la valeur de $\cos\alpha$;

3° De la construction du cadre dépendant du facteur $\frac{SL\omega^2}{R}$ c'est-à-dire de $\frac{SL}{\lambda^2 R}$.

L'intensité de l'émission étant fixée, le cadre étant orienté vers le poste d'émission ($\cos\alpha = 1$), l'intensité du signal ne dépend que des caractéristiques du cadre, c'est-à-dire de la valeur du facteur $\frac{SL}{\lambda^2 R}$; nous nous proposons d'étudier l'influence des formes géométriques du cadre sur le facteur $\frac{SL}{\lambda^2 R}$. Ce problème est celui de la construction d'un cadre. Les divers éléments qui interviennent sont :

1° La forme d'une spire (circulaire, hexagonale, carrée, etc.);
2° Les dimensions de la spire : diamètre du cercle, côté de l'hexagone;
3° Le nombre des spires n;
4° L'espacement de ces spires;
5° La section du fil utilisé, nature du métal, etc.

Étudions comment ces différents facteurs devront être déterminés.

1° *Forme d'une spire.* — La forme circulaire est la meilleure. Le cercle est la surface qui pour une aire donnée présente le minimum de périmètre; une spire de longueur donnée, et par suite de résistance donnée, embrasse une surface d'autant plus grande que sa forme se rapproche plus de la forme circulaire.

L'hexagone plus facile à construire que le cercle est très souvent adopté et ses propriétés sont peu différentes.

2° *Dimensions du cadre ou d'une spire.* — On est généralement limité dans la construction du cadre par les dimensions du local qui doit le contenir; on peut énoncer la règle suivante : le cadre doit posséder des spires de dimensions aussi fortes que le permet la pièce dans laquelle il doit être placé; ses dimensions étant fixées d'après cette règle, il reste à déterminer d'une part le nombre des spires, d'autre part leur espacement.

3° et 4° *Nombre des spires et leur espacement. Supposons le cadre construit* avec des spires, déterminées d'après les considérations des paragraphes 1° et 2°; la surface totale S des spires est $S = ns$. La self, que l'on peut calculer à l'aide de formules compliquées, est fonction du nombre des spires et de leur espacement b; soit L sa valeur.

Supposons que le cadre soit utilisé à recevoir un poste dont on augmente la longueur d'onde d'une manière continue, tout en maintenant constant le champ électromagnétique au point de

réception; l'intensité de la réception dépend du facteur $\frac{SL}{\lambda^2 R}$ et comme S et L sont fixés de $\frac{1}{\lambda^2 R}$.

Au fur et à mesure que la longueur d'onde d'émission augmente, on augmente la capacité C de manière à maintenir à tout instant la syntonie entre le poste de réception et d'émission, la résistance du cadre (1) diminue lorsque λ augmente si bien

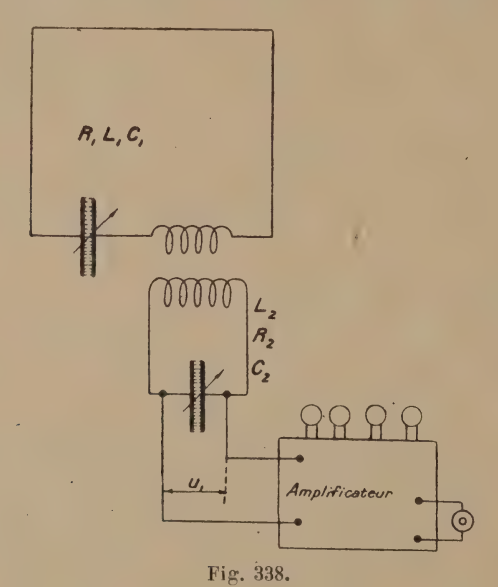


Fig. 338.

qu'il existe une longueur d'onde λ_1 pour laquelle le produit $\lambda^2 R$ passe par un minimum et l'inverse $\frac{1}{\lambda^2 R}$ par un maximum; ainsi, étant donné un cadre et un grand nombre de postes d'émission travaillant simultanément sur des longueurs d'onde différentes et produisant au lieu où se trouve le cadre *un même champ électromagnétique* (M_0), si l'on s'accorde successivement sur les différents postes, on obtient des intensités différentes de réception et un poste de longueur d'onde λ_1 est perçu avec le maximum de netteté : le cadre possède des propriétés sélectives, il est particulièrement approprié à une certaine longueur d'onde et l'on doit s'arranger dans la construction de telle sorte que cette longueur d'onde soit justement celle du poste que l'on se propose de recevoir.

Dans ce but, pour tout ensemble des valeurs du nombre de

(1) R est en effet la résistance du cadre pour la longueur d'onde du poste reçu.

spires n et de leur espacement b, on calcule la résistance du cadre pour diverses valeurs de longueur d'onde et l'on cherche pour quelle longueur d'onde λ, le produit λ^2R passe pour minimum ; on répète méthodiquement cette opération jusqu'à ce que l'on obtienne un couple de valeurs n_1 et b_1 tel que le produit λ^2R soit minimum pour la longueur d'onde à recevoir. Pour simplifier les recherches, on peut se donner la valeur de b : si la longueur d'onde à recevoir est supérieure à 10 000 m., on peut adopter un espacement de spires de 1 cm. très suffisant ; pour les faibles longueurs d'onde, cet espacement doit augmenter jusqu'à atteindre les valeurs de 5, 6 ou 7 cm.

L'espacement entre spires étant adopté, la construction du cadre ne dépend plus que de leur nombre : pour chaque valeur de n, on cherche la valeur λ_1 donnant le minimum de (λ^2R) jusqu'à ce que λ_1 soit égale à la longueur d'onde du poste à recevoir.

On peut utiliser la règle pratique suivante : un cadre de longueur d'onde propre λ_0 doit être utilisé pour la réception d'un poste de longueur d'onde $3\lambda_0$.

5° *Nature du fil et section.* — La section du fil de cuivre est sans grande influence sur la valeur de la réception, l'emploi d'un fil toronné importe peu ; généralement, ce fil est isolé et repose sur des baguettes isolantes fixées sur le cadre en bois. La nature du bois, son humidité, son volume intervenant dans la puissance de la réception, il y a lieu de faire supporter l'enroulement par une armature en bois aussi légère que possible.

2e *Cas.* **Calcul simple d'un cadre. Le cadre possède un secondaire.** — Les caractéristiques du cadre sont différentes de ce qu'elles seraient en l'absence d'un secondaire.

Le choix des éléments des deux circuits primaire et secondaire permet d'obtenir un ensemble sélectif pour la longueur d'onde à recevoir.

Le couplage cadre secondaire étant très faible, la résonance est très aiguë avec un secondaire peu amorti.

Un cadre avec secondaire transmet à ce secondaire *au maximum* la moitié de l'énergie qu'il capte ; ce résultat est obtenu pour un couplage convenable ; mais, s'il est construit convenablement, il doit posséder un nombre de spires beaucoup plus grand que s'il devait être utilisé comme dans le premier cas examiné ci-dessus et capter par conséquent une énergie plus grande.

Radiogoniométrie. — A la réception, les cadres sont la plupart du temps utilisés de préférence à une antenne. Comme autre application, ils servent en *radiogonométrie*, particulièrement dans la marine. Un bateau désire connaître sa position ; par T. S. F. il appelle le poste côtier le plus rapproché et lui

demande de relever sa position (fig. 339). Deux ou mieux trois stations radiogoniométriques relèvent la direction du bateau

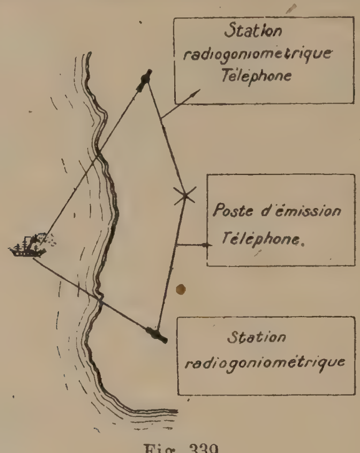


Fig. 339.

en recherchant au cadre le maximum de son (1), le bateau effectuant une émission continue. L'intersection des deux directions obtenues donne le relèvement; le résultat est transmis au bateau par T. S. F. Nous n'insisterons pas sur tous les problèmes posés par la radiogoniométrie, ni sur certaines anomalies qui se présentent.

(1) L'extinction des signaux étant plus facile à observer que leur maximum, dans la pratique, l'on note de préférence la direction correspondant à l'extinction de l'émission du navire.

CHAPITRE VI

RADIOTÉLÉPHONIE

Téléphonie sur fil et téléphonie sans fil; constitution d'une communication par téléphonie sans fil.
Poste d'émission radiotéléphonique.
Poste de réception radiotéléphonique.

Téléphonie sur fil et téléphonie sans fil; constitution d'une communication par téléphonie sans fil. — Considérons (fig. 340) un circuit comprenant une pile P, un microphone E et un écouteur téléphonique R. Un courant continu traverse en permanence ce circuit et le téléphone R ne rend aucun son; si au poste d'émission E, devant le microphone une personne parle, les variations de résistance de ce microphone entraînent des variations de courant, et celles-ci produisent dans le récepteur R des déplacements de la membrane donnant naissance à une répétition fidèle des sons émis devant le microphone.

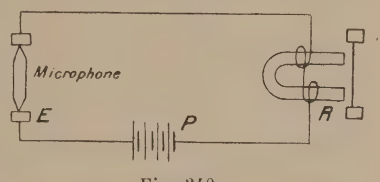


Fig. 340.

Le courant produit par la pile P n'intervient à la réception que par ses variations; le microphone E le *module* téléphoniquement et l'intensité maxima des variations atteint au maximum la valeur que possède le courant continu en l'absence de toute modulation. (Ce résultat est obtenu si, à un moment donné, la résistance du microphone devient infinie, le circuit étant alors ouvert.)

Si l'on remplace le microphone par un manipulateur M, le récepteur par un relais R (fig. 341), la modulation télégraphique du courant fourni par la pile P entraîne des déplacements correspondants de l'armature A du relais, mais ici le courant varie de 0 (manipulateur ouvert) à la valeur :

$$i = \frac{E}{R} \quad \begin{cases} E = \text{f. é. m. de la pile} \\ R = \text{résistance de tout circuit} \end{cases}$$

(manipulateur fermé).

Si le relais télégraphique possédait (c'est une hypothèse) même sensibilité que le récepteur téléphonique, il serait possible, au moyen de la même source d'énergie P, de commu-

niquer beaucoup plus loin télégraphiquement, l'amplitude de variation de courant étant beaucoup plus forte qu'avec une modulation téléphonique.

Nous retrouvons en T. S. F. des résultats comparables; si un poste à ondes entretenues effectue une émission perma-

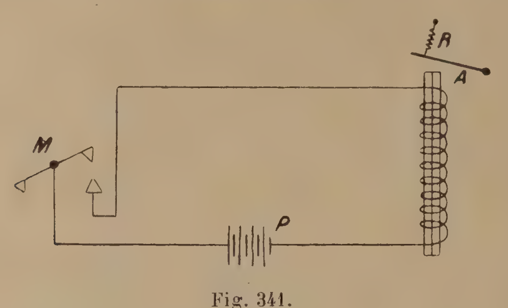


Fig. 341.

nente (un trait continu), si l'ensemble récepteur ne comporte ni tikker ni hétérodyne, nous savons que l'écouteur est parcouru par une succession de courants de même sens après détection, et si rapprochée que tout se passe comme si un courant continu le traversait.

Or, en se servant à l'émission d'un microphone pour produire des variations d'amplitude des ondes entretenues, on obtient dans l'écouteur, non plus un courant constant, mais un courant dont les variations entraînent une répétition fidèle des sons émis devant le microphone. Ainsi un poste de téléphonie sans fil comprend :

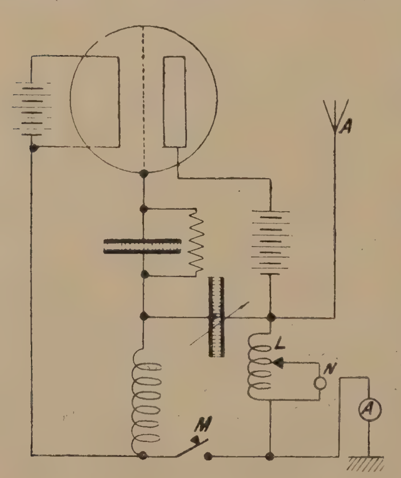


Fig. 342.

1° *A l'émission* : *a*) un poste d'émission d'ondes entretenues; *b*) un système de modulation;

2° *A la réception* : un poste de réception d'ondes entretenues sans tikker ou appareil analogue, sans hétérodyne.

Poste d'émission radiotéléphonique. — Tout poste d'émission peut théoriquement être utilisé; en réalité, l'emploi de lampes a permis la solution pratique du problème de la radiotéléphonie; avec celles-ci, il existe de nombreux circuits sur lesquels on peut disposer le microphone; l'action de celui-ci permet une amplitude de modulation considérable, sans qu'il soit

cependant traversé par des courants de forte intensité. Soit, par exemple, le poste représenté par la figure 342; en dérivation aux bornes de quelques spires de la self L disposons le microphone N; fermons le manipulateur M de telle sorte que l'émission ait lieu en permanence à amplitude constante; si l'on parle devant le microphone, on produit des variations de la résistance de la dérivation, par conséquent des variations de l'intensité dans l'antenne et de la puissance émise; au poste récepteur ces variations d'intensité entraînent, après détection, des variations du courant qui traverse le récepteur téléphonique, donc la reproduction des sons émis devant le microphone. Celui-ci agit aussi d'une autre façon : les variations de résistance causent des variations de self de l'antenne et le poste récepteur accordé sur l'onde la plus longue ne se trouve

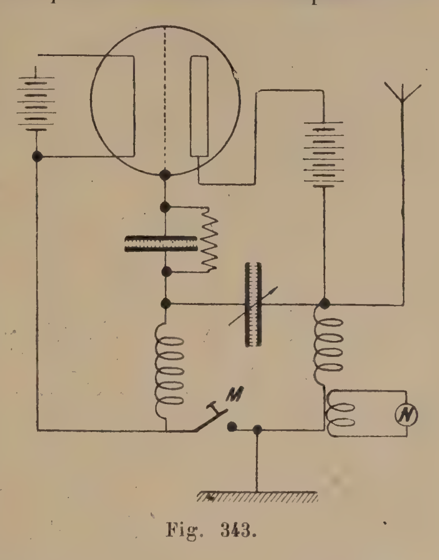


Fig. 343.

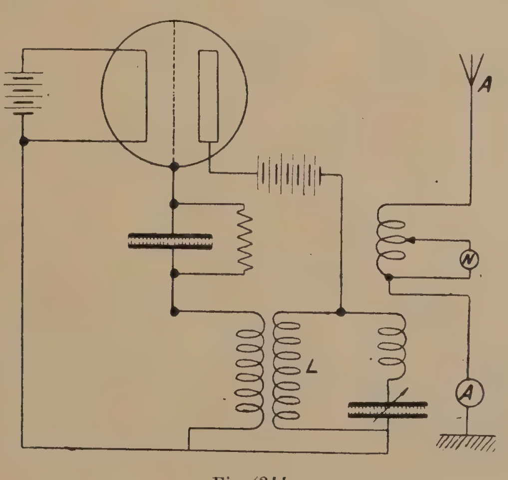


Fig. 344.

plus en syntonie lorsqu'on parle; les variations d'accord viennent à la réception accentuer l'effet dû aux variations d'intensité.

Au lieu de disposer le microphone en dérivation, on peut le

faire agir sur l'antenne par l'intermédiaire d'un couplage magnétique convenable (fig. 343). On peut utiliser avec succès un poste à lampes à excitation indirecte (fig. 344). Les oscillations entretenues sont produites par couplage de la grille avec la self L; l'antenne couplée avec le circuit oscillant émet des ondes entretenues dont l'amplitude est modulée par le microphone.

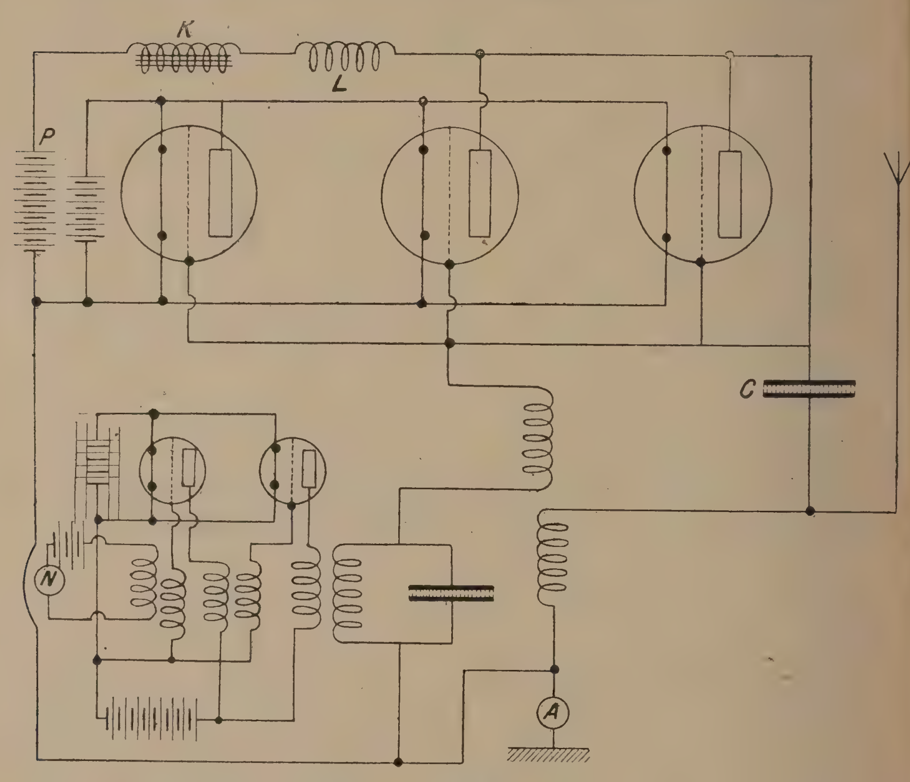


Fig. 345.

Les divers systèmes indiqués ci-dessus donnent d'excellents résultats pour les postes de faible puissance à faible intensité dans l'antenne; les microphones ne sont alors traversés que par de faibles courants; avant l'emploi des lampes, il avait été possible d'effectuer avec l'arc des émissions radiotéléphoniques; mais les difficultés principales provenaient de la nécessité de faire traverser le microphone par des courants de forte intensité; il était alors nécessaire d'utiliser des microphones spéciaux, défectueux à beaucoup de points de vue : la même difficulté se présenterait avec les dispositifs indiqués ci-dessus pour de fortes puissances.

Heureusement les lampes sont très sensibles à toute action exercée sur la grille; c'est à la grille que l'on applique la différence de potentiel modulatrice après l'avoir au besoin amplifiée, au moyen d'un amplificateur ordinaire à transformateur basse fréquence.

La figure 345 indique un premier procédé : la génération des ondes entretenues est produite par un couplage entre la grille et l'antenne; le microphone N agit sur les grilles des

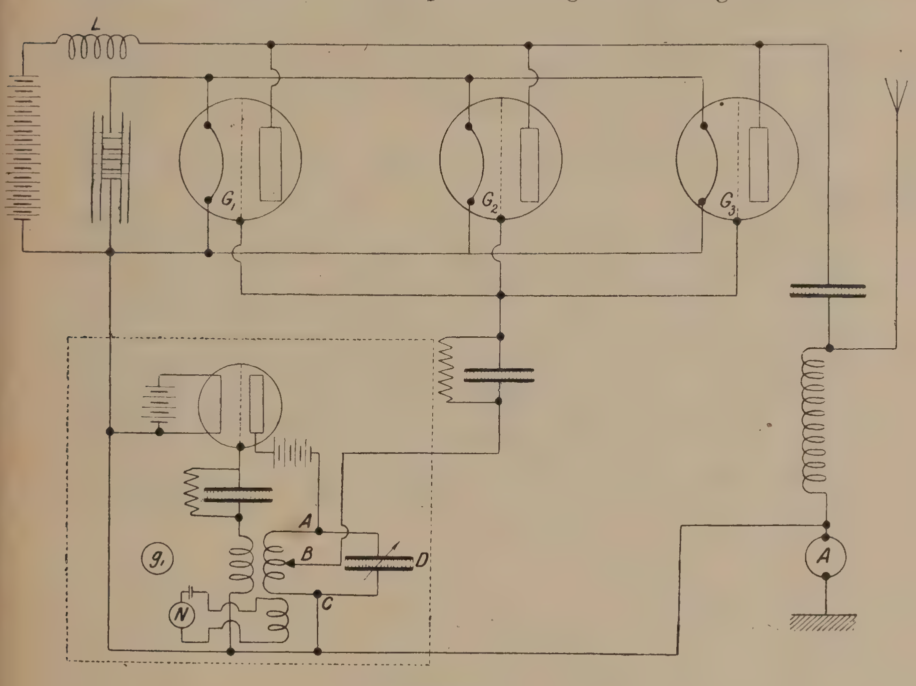


Fig. 346.

trois lampes montées en parallèle à travers un amplificateur à deux étages basse fréquence. Afin d'augmenter l'effet du microphone, on dispose sur le circuit de la pile de plaque P une forte self K à noyau de fer; lorsqu'on parle devant N, les variations du potentiel de la grille sont alors la cause de variations du potentiel de plaque; l'action du microphone s'exerce à la fois sur le potentiel de la grille et sur celui de la plaque.

Un deuxième dispositif souvent utilisé est celui représenté par la figure 346. Il consiste à exciter le générateur principal d'ondes entretenues au moyen d'une source auxiliaire (excitation séparée) et à moduler sur la source excitatrice de faible puissance par les moyens indiqués ci-dessus.

Des oscillations entretenues sont créées à l'intérieur du cir-

cuit oscillant ABCDA par une des méthodes habituelles : ce circuit est accordé sur l'antenne du poste émetteur; nous avons vu que dans de semblables conditions on obtient des oscillations entretenues dans l'antenne en conduisant le potentiel des grilles $G_1 G_2 G_3$, au moyen du générateur auxiliaire g_1 ; en modulant sur g_1, émetteur de faible puissance, le potentiel appliqué aux trois grilles, on module l'intensité des courants dans l'antenne A.

Il est possible de faire agir le microphone sur le poste radiotéléphonique par l'intermédiaire d'une ligne; ainsi il est permis d'obtenir une conversation en partie sur fil, en partie sans fil en reliant un poste d'abonné avec le poste d'émission radiotéléphonique.

Poste de réception radiotéléphonique. — Un poste ordinaire de réception sans hétérodyne permet de recevoir en radiotéléphonie. On peut utiliser un amplificateur qui permet d'obtenir une plus grande portée. Un même poste d'émission à lampes peut servir soit en télégraphie, soit en téléphonie sans fil : dans le premier cas, la portée est bien plus forte que dans le deuxième; la réception par hétérodyne augmente, en effet, en télégraphie, la sensibilité du détecteur; d'autre part, l'écouteur téléphonique n'est sensible qu'à l'amplitude de la modulation, amplitude égale (pour les syllabes les plus actives) au maximum à celle de la modulation télégraphique.

Signalons enfin que l'influence des parasites se fait beaucoup plus sentir en téléphonie sans fil qu'en télégraphie sans fil.

CHAPITRE VII

PROPAGATION DES ONDES A LA SURFACE DE LA TERRE PERTURBATIONS PARASITES

I. Généralités.

II. Lois de la propagation a la surface de la terre. — Lois de la propagation à faible distance : sur mer; sur terre. Lois de la propagation à grande distance.

Variations quotidiennes { de jour { sur mer : formule d'Austin-Cohen. / sur terre. } de nuit. }

Variations annuelles.

Variations rapides.

III. Perturbations parasites ou atmosphériques.

IV. Applications. — Le véritable problème de la réception.

Diverses méthodes d'exploitation qui peuvent être envisagées pour une radiocommunication à grande distance.

Progrès réalisés : à l'émission ÷ puissance variable par couplage d'alternateurs. Augmentation du rendement de l'antenne. Fonctionnement en multiplex sur la même antenne.

A la réception ÷ dispositifs antiparasites. Dispositifs enregistreurs (phonographe, télégraphone, ondulateur, récepteur imprimeur Creed).

Réception sélective et antiparasite S. F. R., modèle 1921.

I. — GÉNÉRALITÉS

Au chapitre III (2e partie), nous avons étudié les lois de la propagation des ondes électromagnétiques émises par un circuit ouvert placé dans un milieu diélectrique parfait; nous avons supposé d'autre part que le sol est conducteur parfait; dans ces conditions, nous avons trouvé des expressions simples du champ électromagnétique à distance et les différents problèmes relatifs aux radiocommunications se présentaient sous un jour relativement simple.

Dans la pratique, il n'en est malheureusement pas ainsi; aucune des deux conditions énoncées ci-dessus n'est réalisée; les lois de la propagation à la surface de la terre diffèrent considérablement des lois théoriques indiquées, et, en l'absence de formules empiriques précises, tout problème relatif aux radiocommunications est, sinon impossible, du moins très difficile à résoudre théoriquement.

II. — LOIS DE LA PROPAGATION A LA SURFACE DE LA TERRE

Lois de la propagation à faible distance sur mer, sur terre. — *A faible distance* et *sur mer*, les formules du chapitre III (2e partie) peuvent être utilisées.

A faible distance et *sur terre*, le champ électromagnétique diminue avec la distance beaucoup plus vite que ne l'indiquent les formules théoriques; les fortes longueurs d'onde sont moins absorbées que les faibles.

L'intensité des signaux est la même le jour et la nuit.

Lois de la propagation à grande distance. — *Variations diurnes, de jour sur terre et sur mer de nuit. Variations annuelles. Variations rapides.* — L'intensité des signaux reçus, avec une même puissance d'émission est extrêmement variable. Elle est soumise à :

1° Des variations diurnes;

2° Des variations annuelles;

3° Des variations instantanées.

1° *Variations quotidiennes.* — Les signaux sont généralement plus intenses la nuit que le jour; la différence des intensités entre signaux de jour et de nuit augmente avec la distance; elle est particulièrement forte pour les faibles longueurs d'onde.

De jour. — Les signaux conservent sensiblement une même intensité, excepté pour les très fortes distances.

Sur mer. — De nombreuses expériences sur une distance de 6650 km. (Nauen-Washington) et avec des longueurs d'onde allant jusqu'à 10 000 m. ont conduit à la formule empirique d'Austin-Cohen; celle-ci montre en particulier que l'intensité des signaux est beaucoup plus faible que celle calculée au moyen des formules du chapitre III (2e partie) et d'autant plus que la longueur d'onde est plus faible.

Sur terre. — Une absorption supplémentaire diminue encore l'intensité des signaux; cette absorption dépend de la nature du terrain et de sa configuration.

De nuit. — Les signaux, d'intensité variable, sont plus forts que de jour; cette différence s'atténue lorsque la longueur d'onde augmente.

Au lever et au coucher du soleil, on constate aussi de fortes variations.

2° *Variations annuelles.* — L'époque de l'année a une grande influence sur l'intensité des signaux : ceux-ci sont beaucoup plus forts en avril et mai que pendant l'hiver; mais c'est dans les mois de juin, juillet, août, qu'ils passent par leur valeur minima.

3° *Variations rapides.* — On observe des variations brusques extrêmement importantes (dans le rapport de 1 à 10) surtout pendant la nuit.

III. — PERTURBATIONS PARASITES OU ATMOSPHÉRIQUES

En dehors de la faiblesse et de l'inconstance des signaux reçus, la T. S. F. se heurte à un ennemi beaucoup plus grave, provenant de l'existence de signaux dits « parasites ».

Tout changement dans l'état électromagnétique du sol ou de l'atmosphère, à proximité ou à une grande distance du poste de réception, les orages, les mouvements de corpuscules électrisés dans la haute atmosphère donnent naissance dans l'antenne de réception à des courants parasites qui impressionnent le téléphone et peuvent, dans certains cas, rendre impossible toute réception.

L'intensité de ces courants parasites est elle-même extrêmement variable; ceux-ci sont beaucoup moins forts en hiver qu'en été, plus intenses et fréquents le jour que la nuit; certains pays, certaines régions même, sont plus privilégiés que d'autres : ils sont plus forts et plus fréquents sous les tropiques que dans les régions tempérées.

De nombreux *systèmes dits antiparasites* ont été imaginés, supprimant ou plutôt diminuant l'amplitude relative des parasites par rapport à celle des signaux. Ces divers systèmes s'attaquent à la nature des parasites, tantôt oscillants dûs aux orages, tantôt apériodiques, qui se suivent à intervalles irréguliers.

Malgré les nombreux progrès réalisés, le problème est encore loin d'être résolu; il présente, il est vrai, de grandes difficultés.

IV. — APPLICATIONS

Le véritable problème de la réception. — Un trafic commercial à grande distance (le plus difficile à réaliser) nécessite un fonctionnement aussi régulier que possible.

Les causes suivantes peuvent rendre difficile la réception d'un poste d'émission bien déterminé :

1° *Brouillages.* — De nombreux postes d'émission travaillent en même temps; certains d'entre eux, dont la longueur d'onde se rapproche de celle du poste à recevoir, peuvent gêner ou brouiller la réception; le remède consiste à utiliser des systèmes émetteurs à ondes entretenues, dépourvus d'harmoniques, et dont la puissance est limitée à celle nécessitée à tout instant par la radiocommunication; l'utilisation de circuits bien syntonisés à résonance aiguë, la réception à l'hétérodine, etc., sont autant de moyens qui permettent d'éliminer les postes brouilleurs; enfin, une entente internationale pour

l'affectation des différentes longueurs d'onde aux différents services qui utilisent la T. S. F. permet souvent d'éliminer les ennuis dus aux brouillages.

2° *Faiblesse et inconstance des signaux utiles.* — L'emploi d'amplificateurs très puissants par un personnel exercé permet, la plupart du temps, de palier à cet ennui.

3° *Signaux parasites.* — L'élimination des parasites constitue la véritable difficulté du problème de la réception. Les amplificateurs augmentent à la fois signaux utiles et parasites et la solution unique consiste à donner au poste d'émission une puissance suffisante pour que le champ électromagnétique à la réception ait une intensité suffisante à toute époque par rapport à celle des parasites.

Cette puissance entièrement variable suivant l'époque et l'heure du jour, suivant la vitesse de manipulation (20 à 100 mots à la minute) peut, dans l'état actuel de la technique, atteindre à certains moments une valeur incompatible avec une exploitation fructueuse.

Aucun des multiples systèmes antiparasites imaginés n'élimine suffisamment les atmosphériques pour permettre un trafic à très grande distance, à grande vitesse et à toute époque de l'année; cependant, les progrès considérables déjà réalisés constituent un précieux encouragement pour le futur.

Diverses méthodes d'exploitation qui peuvent être envisagées pour une radiocommunication à grande distance (6 000 km., par exemple).

Même dans les périodes les plus parasiteuses (été), il existe chaque jour un certain nombre d'heures, pendant lesquelles il est possible de recevoir; un premier mode d'exploitation consiste à transmettre pendant ces heures favorables les télégrammes recueillis dans les heures précédentes : d'où trafic intermittent à grande vitesse. Une radiocommunication commerciale ne peut se contenter d'un semblable mode d'exploitation; il est nécessaire d'obtenir une grande sécurité et une grande régularité dans la transmission des télégrammes; ce résultat ne peut être atteint, à l'époque actuelle, que par un dosage convenable de la puissance du poste d'émission; celle-ci, variable avec le jour de l'année, avec l'heure du jour doit produire au poste de réception un champ électromagnétique suffisant par rapport à celui des parasites; l'emploi d'alternateurs à haute fréquence, dont le couplage en parallèle est possible, résout[1] très simplement le problème de la variation de la puissance d'émission.

Progrès réalisés à l'émission. — Plus clairement, si l'on cherche à avoir une radiocommunication sûre, régulière avec

(1) Du moins théoriquement, les résultats d'exploitation étant encore inconnus.

le maximum d'économie, voici certains résultats techniques dont l'exploitation pourra tirer parti :

1° **A l'émission.** — *a*) *Puissance variable par couplage d'alternateurs.* — *b*) *Augmentation considérable du rendement de l'antenne*; si l'on se reporte à ce que nous avons vu dans la description d'un poste d'émission par alternateur haute fréquence, on constate que l'énergie électrique continue puisée par un moteur du groupe H. F. est transformée dans la proportion de 60 p. 100 au moins en énergie électrique haute fréquence, dissipée pour la plus grande partie inutilement et tout particulièrement à la prise de terre, le reste étant utilisé au rayonnement extérieur; le rendement de l'antenne atteint tout juste quelques centièmes.

La S. F. R. a cherché à obtenir au poste d'émission intercontinental de Sainte-Assise une amélioration du rendement de l'antenne : on se rend compte de l'énorme économie d'énergie correspondante; le matériel de charge de l'antenne peut lui aussi être réduit dans les mêmes proportions.

c) *Fonctionnement en multiplex sur la même antenne.* — Des essais de fonctionnement en diplex ont été effectués avec succès à la station de Basse-Lande, d'après les indications de M. Abraham.

a) **Progrès réalisés à la réception.** — *Dispositifs antiparasites.* — Un poste de réception forme *un tout* dont les divers organes sont convenablement choisis les uns à la suite des autres; de nombreux dispositifs *antiparasites* ont été expérimentés; il s'agit de diminuer l'amplitude relative du parasite par rapport à celle du signal à recevoir; on se base évidemment sur les différences qui existent entre signaux et parasites; les premiers sont caractérisés principalement par leur durée (point ou trait) sur une longueur d'onde fixe, les seconds par la rapidité avec laquelle ils se suivent, leur irrégularité, leur nature (apériodiques ou oscillants très amortis), leur intensité (beaucoup plus forte que celle des signaux), etc.

Le parasite agit la plupart du temps par choc sur le cadre de réception; une grande syntonie des circuits de réception est un premier remède, en dehors des avantages dans la protection contre les brouillages; mais on est arrêté dans cette voie par la nécessité de recevoir des émissions à grande vitesse (le facteur d'amortissement $\frac{R}{2L}$ étant faible, la constante de temps $\frac{L}{R}$ du cadre est grande).

De nombreux systèmes différentiels ont été essayés; ils diminuent l'intensité des signaux, mais augmentent la valeur relative de ces signaux par rapport aux parasites; nous décrirons plus loin succinctement le dispositif de la S.F.R.; d'autres appareils utilisent les propriétés sélectives des lames vibrantes

(monotéléphone, par exemple). Nous n'insisterons pas davantage sur ce sujet.

Dispositif enregistreur. — L'oreille ne peut recevoir des émissions que jusqu'à la vitesse de 20 mots-minute au maximum; au-dessus de cette vitesse, il est nécessaire d'utiliser un dispositif enregistreur; les principaux utilisés sont les suivants :

1° *Phonographe.* — Les signaux reçus à grande vitesse sont enregistrés sur un disque phonographique; celui-ci déroulé à faible vitesse donne une répétition qu'il est possible de traduire à l'oreille: la hauteur du son est alors inférieure à celle qui correspond à l'enregistrement. L'ensemble comporte des *enregistreuses* et des *liseuses* ; les disques peuvent être rabotés un grand nombre de fois. L'emploi du phonographe a presque entièrement disparu, ses inconvénients au point de vue exploitation étant nombreux et des appareils meilleurs ayant été adoptés.

2° *Télégraphone.* — Un fil d'acier se déplace d'un mouvement uniforme entre les deux pôles d'un aimant excité par les courants qui viennent de l'amplificateur à B. F.; pendant la durée des signaux, il y a aimantation du fil et si celui-ci est déroulé à faible vitesse dans une petite bobine, les variations de flux donnent naissance à une f. é. m. et par suite à un courant, amplifié avec un *3 ter* par exemple. Cet appareil présente à peu près les mêmes défauts que le phonographe.

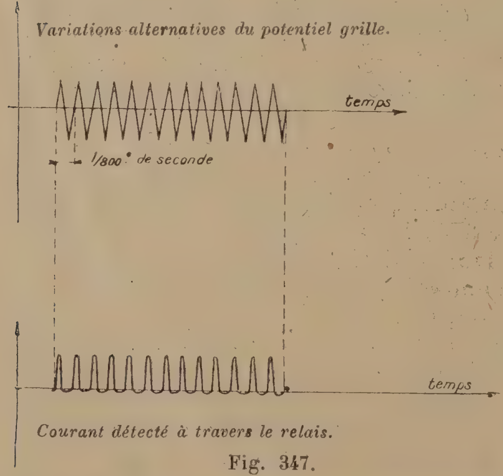


Fig. 347.

3° *Ondulateur. Récepteur imprimeur Creed.* — Si l'on désire recevoir les radiotélégrammes sur un appareil télégraphique quelconque, il est nécessaire de faire fonctionner un relais mécanique; ce résultat étant obtenu, il est possible d'obtenir une réception imprimée.

Or, les courants qui parcourent le téléphone sont alternatifs, de basse fréquence : 800 à 1 000; envoyés dans un relais mécanique, ils attirent l'armature tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre; si le relais est très rapide et suffisamment sensible, son armature oscille 800 à 1 000 fois par seconde; avec les relais ordinaires, l'armature reste immobile, exactement comme la plaque d'un téléphone parcouru par des courants de haute

fréquence. Il est nécessaire (fig. 347) de détecter [1] les courants téléphoniques avant de les faire agir sur le relais mécanique : une lampe montée en détectrice, par exemple en utilisant le coude inférieur de la caractéristique plaque, permet d'obtenir le résultat et l'on obtient le schéma simple de la figure 347 *bis*, il est possible d'utiliser les deux alternances au moyen d'un *redresseur*. Dans les deux cas, le courant qui traverse le relais est constitué par une suite d'alternances toutes de même sens, si rapprochées les unes des autres qu'elles agissent sur le relais à la manière d'un courant continu.

En fait de relais mécaniques, on utilise soit des relais Baudot transformés pour augmenter leur sensibilité, soit des relais Carpenter pouvant fonctionner à la vitesse de 100 mots-minute avec des courants de $\frac{1}{10}$ à $\frac{2}{10}$ de milliampères ; il est alors possible d'actionner tout appareil télégraphique ; les deux principalement utilisés sont l'ondulateur et le récepteur imprimeur Creed.

Le premier, du genre ondulateur Lauritzen, n'est autre chose qu'un galvanomètre dont le cadre mobile entraîne une palette qui inscrit sa trace sur une bande de papier qui se déroule.

Le récepteur imprimeur Creed comprend, comme le nom l'indique, deux appareils ; le *récepteur*, actionné par les courants envoyés par le relais mécanique, perfore une bande de papier ; celle-ci passée à *l'imprimeur* donne une reproduction imprimée du texte envoyé par la station d'émission.

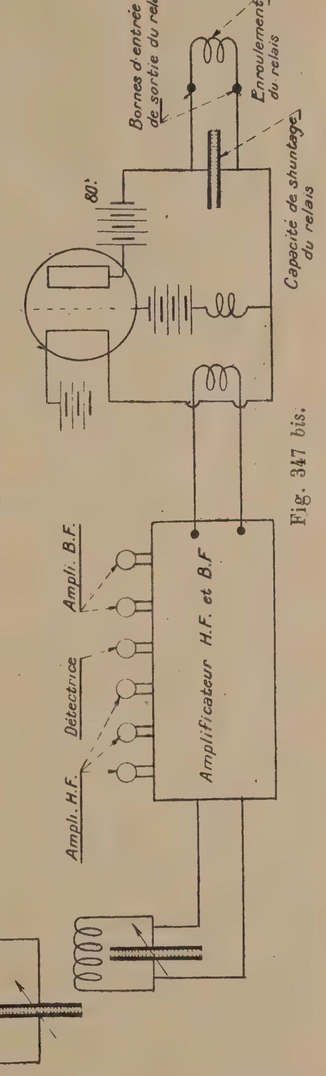


Fig. 347 bis.

Nous reviendrons dans le chapitre suivant sur l'utilisation des appareils automatiques

(1) La deuxième détection serait inutile si le relais était monté juste après la lampe détectrice qui suit les trois lampes amplificatrices H. F. ; les transformateurs de la basse fréquence ne récoltent que la partie variable du courant détecté une première fois.

et des appareils multiples en T. S. F.; nous décrirons ici, succinctement, un ensemble de réception antiparasite de la S. F. R.

Réception sélective et antiparasite S. F. R., modèle 1921. — Dans cet ensemble, on a cherché à réaliser les conditions suivantes :

1° *Grande sensibilité*, telle que le poste émetteur correspondant puisse transmettre avec l'énergie la plus réduite possible et, par conséquent, dans les conditions les plus économiques.

2° *Sélection parfaite* : afin d'éliminer les émissions faites sur des longueurs d'onde voisines de celle à recevoir.

3° *Elimination des parasites.*

4° *Faibles constantes de temps* des circuits afin de permettre l'enregistrement des signaux à grande vitesse.

La réception se compose des appareils suivants :

1° Un cadre orientable, formant avec un condensateur le circuit primaire. Celui-ci est couplé d'une manière très lâche par l'intermédiaire d'un transformateur H. F. avec :

2° Un circuit oscillant secondaire.

3° Un amplificateur détecteur.

4° Une boîte antiparasite ou différentiel.

5° Un redresseur.

6° Un permutateur.

7° Un galvanomètre de contrôle.

8° Deux relais Baudot transformés, l'un servant de secours à l'autre.

9° Une hétérodyne et les organes accessoires (accumulateurs, etc.).

Une cage de Faraday en forme de parallélépipède rectangle de dimensions 3,70 m. × 3,70 m. de base et de 2,70 m. de hauteur renferme tous les organes excepté évidemment le cadre et le condensateur primaire, manœuvrés par les opérateurs situés à l'intérieur de la cage.

La figure 347 *ter* donne une vue d'ensemble de l'installation. La réception des signaux s'effectue à distance; les courants venant de la boîte antiparasite se dirigent du redresseur au relais en passant par le permutateur; celui-ci permet, par un changement de connexions :

1° De passer immédiatement d'un relais à l'autre et d'envoyer sur une ligne des courants télégraphiques, actionnant au bureau central de réception (B. C. R., voir chapitre suivant) des appareils de réception Morse (ondulateur Creed ou récepteur imprimeur Creed).

2° D'envoyer sur la ligne des courants téléphoniques et de pratiquer la réception auditive.

Nous donnerons quelques renseignements sur les divers organes.

Cadre récepteur. — Ce cadre est de forme hexagonale de

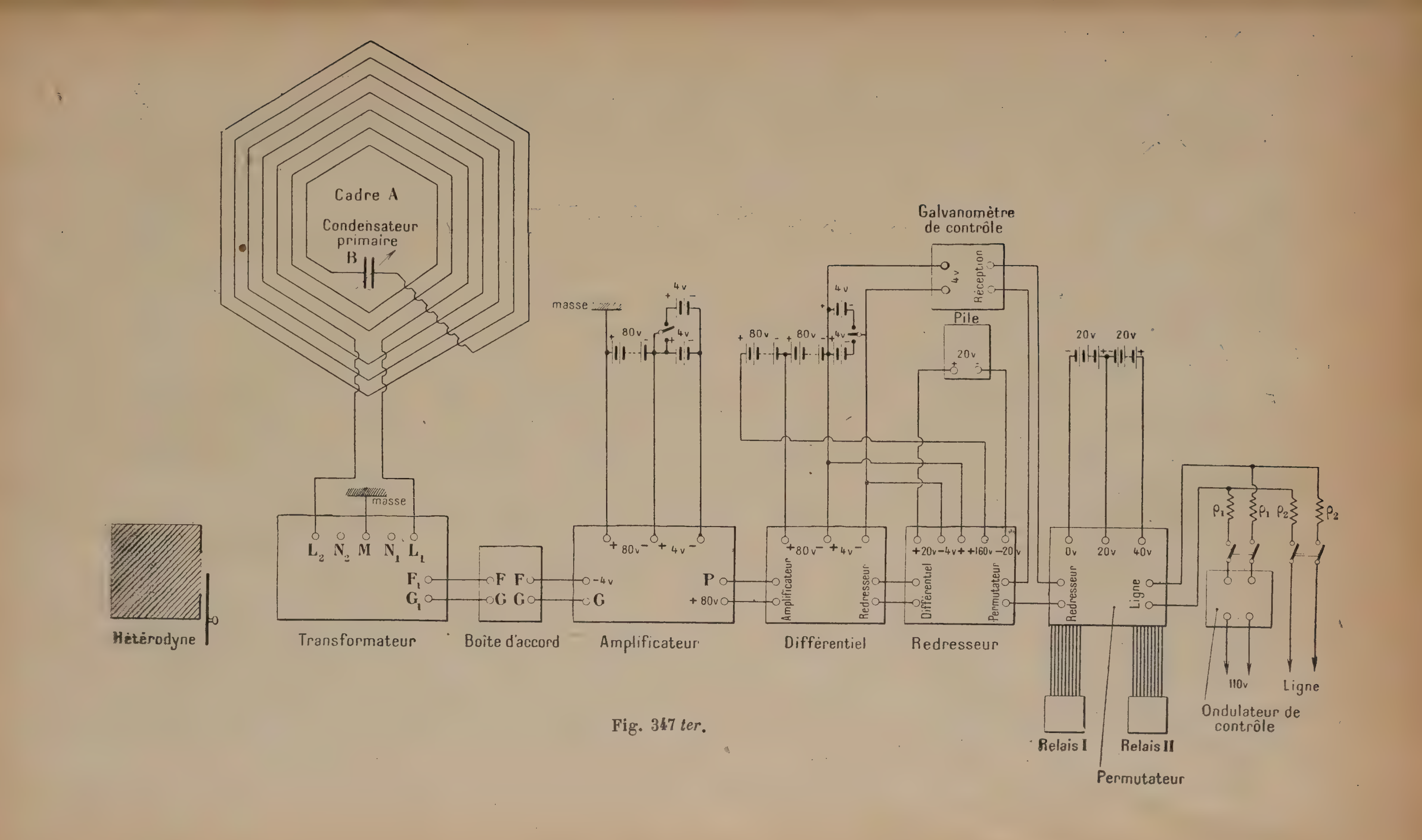

Cadre A
Condensateur primaire
B
masse
L2 N2 M N1 L1
F1
G1
Transformateur
F F
G G
Boîte d'accord
masse
80v
4v
+ 80v − + 4v −
−4v
G
P
+ 80v
Amplificateur
80v
80v
4v
4v
+80v − +4v −
Amplificateur
Redresseur
Différentiel
Galvanomètre
de contrôle
4v
Réception
Pile
20v
+20v −4v + +160v −20v
Différentiel
Permutateur
Redresseur
20v 20v
0v 20v 40v
Redresseur
Ligne
Relais I
Relais II
Permutateur
ρ1 ρ1 ρ2 ρ2
110v
Ligne
Ondulateur de contrôle
Hétérodyne

Fig. 347 *ter*.

4 m. de diamètre extérieur, il est mobile autour d'un axe vertical et peut être manœuvré par l'opérateur, à l'aide d'un volant monté sous la table de réception. Lorsque le poste d'émission envoie un signal, il donne naissance dans le circuit primaire accordé sur l'onde à recevoir à une f. é. m. et il faut un certain temps avant que l'amplitude du courant entretenu atteigne sa valeur définitive(1) (fig. 348).

$$I_m = \frac{E_m}{R} \quad \left\{ \begin{array}{l} E_m = \text{f. é. m. alternative induite dans le cadre.} \\ R = \text{résistance du cadre.} \end{array} \right.$$

Ce temps n'est pas suffisant pour empêcher une réception à grande vitesse; les parasites très amortis agissent par choc sur le circuit primaire qui est alors parcouru par des oscillations ayant la période et l'amortissement de ce circuit.

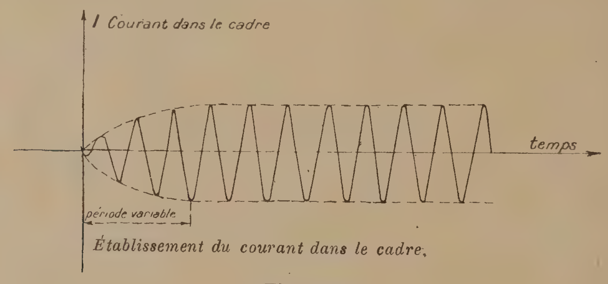


Fig. 348.

Le cadre vibre, non seulement comme un circuit fermé, mais aussi comme une antenne ouverte. Les oscillations perturbatrices correspondantes sont éliminées grâce au dispositif suivant :

Le circuit du cadre est rigoureusement équilibré par rapport au point milieu M du primaire (fig. 349) qui est relié à la masse de la cage de Faraday ; les deux moitiés du cadre CAK et CDK, identiques par construction vibrent comme les deux moitiés d'une antenne ouverte dont le nœud de tension serait en M et le ventre de tension en C : les deux parties du primaire AK et DK sont parcourues par des courants identiques et en phase par suite de la symétrie des enroulements par rapport au point M. L'action des courants perturbateurs sur le secondaire du transformateur à haute fréquence est nulle.

Le couplage primaire secondaire est très lâche, ce qui confère au système une plus grande sélection contre les brouillages ; la constante de temps du secondaire est suffisamment faible pour permettre de recevoir une émission à grande

(1) Le problème est le même que celui étudié précédemment page 91 : Régime variable ou étude de l'établissement de la différence de potentiel aux bornes des condensateurs dans le cas où la condition de résonance est réalisée.

vitesse ; enfin le circuit secondaire réduit le rapport de l'amplitude des trains d'ondes parasites à celle des signaux ; ce rapport dans le secondaire est le tiers de ce qu'il est dans le cadre.

Amplificateur. — Les oscillations du secondaire attaquent ensuite un amplificateur à 5 lampes dont quatre amplificatrices H. F. et la cinquième détectrice. L'amplificateur H.F.R.3 (pour les réceptions de 2 000 à 8 500 m.) ou H.F.R.5 (de 8000 à 25 000 m.)

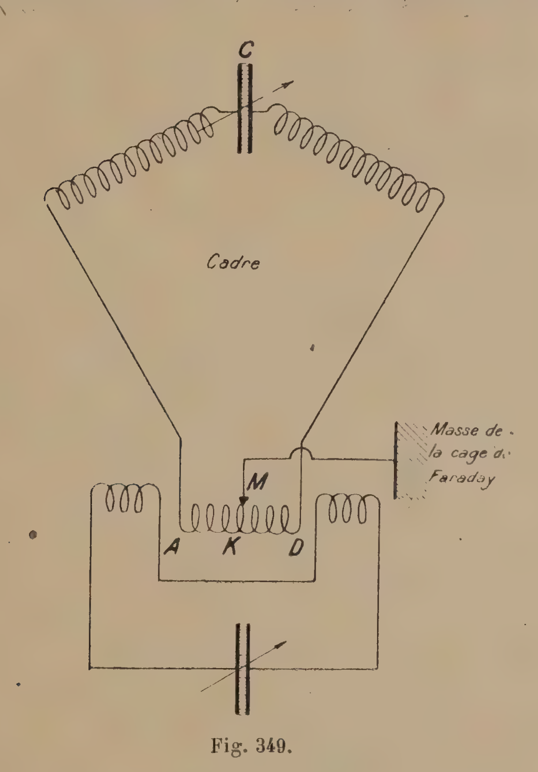


Fig. 349.

est du type à résonance à condensateurs réglables à air, que l'on doit accorder pour la longueur d'onde à recevoir (fig. 350). Les circuits de chaque étage sont enfermés séparément dans une boîte métallique ou cage de Faraday ; ainsi se trouvent supprimées les réactions éventuelles et nuisibles de ces divers circuits. L'action de l'hétérodyne est réglée de telle sorte que l'amplitude maximum de la tension des battements des ondes à recevoir et des ondes de ce générateur auxiliaire appliquée à la lampe détectrice ait une valeur légèrement inférieure à la tension de saturation de celle-ci. Il en résulte que, quelle que soit l'amplitude des trains parasites, l'amplitude de ces trains redressés ne peut dépasser l'amplitude du train des signaux ;

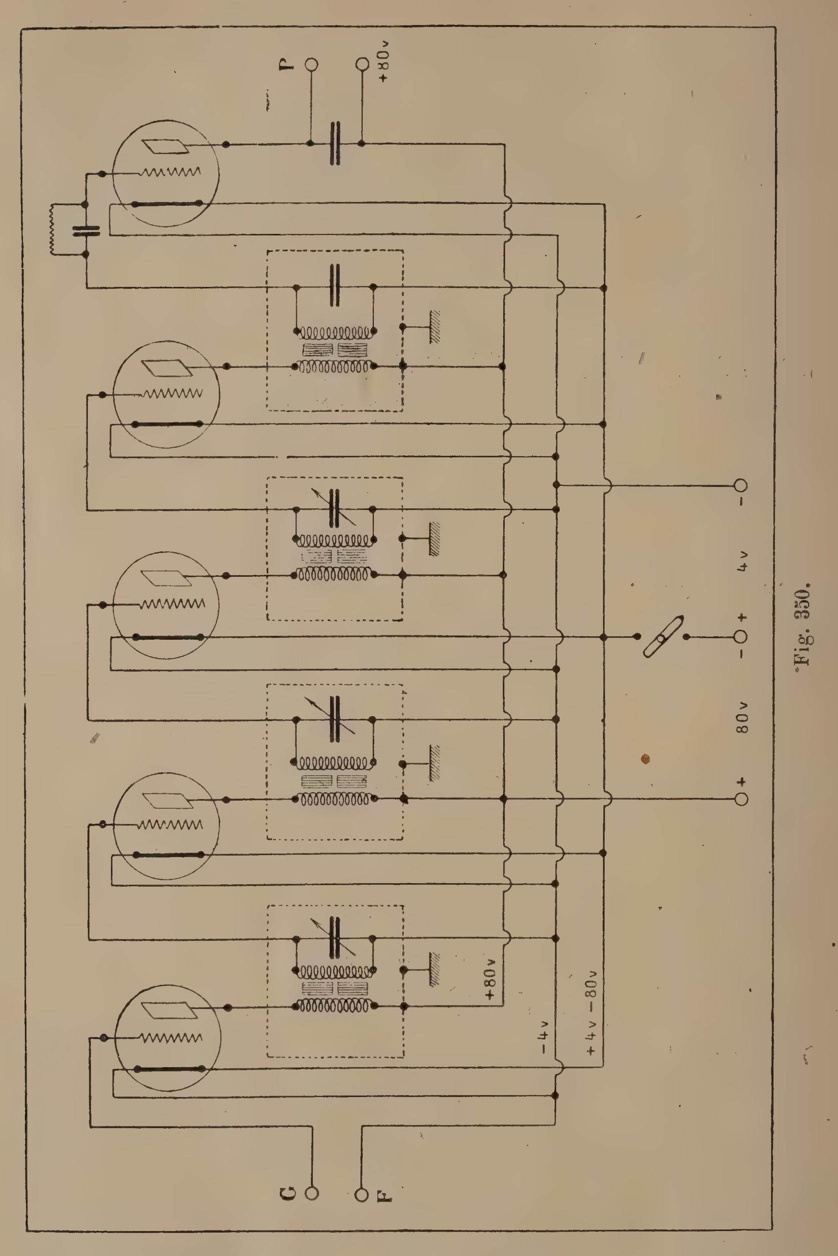


Fig. 350.

ainsi, après la détection, le courant redressé dû à l'action du train perturbateur comprend :

1° Une partie principale d'amplitude constante égale sensi-

blement à l'amplitude maximum du courant redressé du signal.

2° Quelques oscillations d'amplitude inférieure à celle du signal (fig. 351 *bis*).

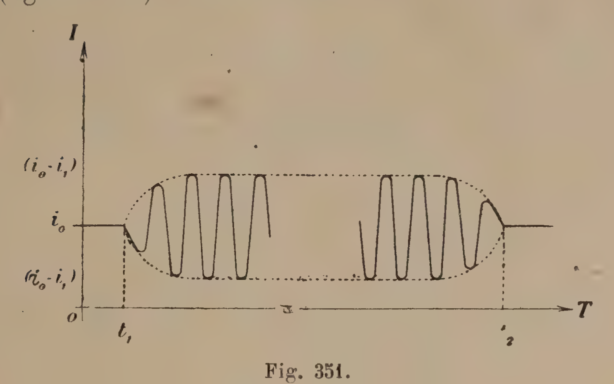


Fig. 351.

Enfin, on a été amené, en partant des données courantes (puissance de l'émetteur, dimensions du cadre, syntonie du récepteur, courbe de rectification du détecteur) à donner à l'amplification à haute fréquence une valeur bien déterminée et bien supérieure à celle utilisée jusqu'ici sur les installations comportant un cadre récepteur.

Boîte antiparasite ou différentiel-B.F.1. — Le circuit de sortie

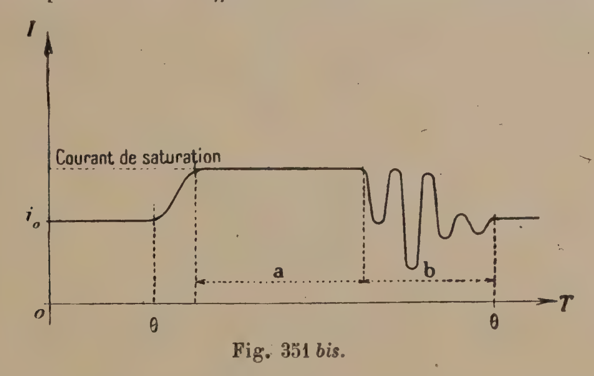


Fig. 351 *bis*.

de la lampe détectrice agit par induction sur un système différentiel (fig. 352) constitué par deux circuits oscillants de fréquence musicale sensiblement égale à celle des battements du signal avec l'hétérodyne, mais légèrement désaccordés l'un par rapport à l'autre et placés en opposition dans le circuit de grille d'une lampe à trois électrodes. Le téléphone est branché dans le circuit plaque de cette dernière lampe.

L'un des circuits oscillants est accordé sur la période des battements de l'hétérodyne avec les ondes du signal ; la sur-

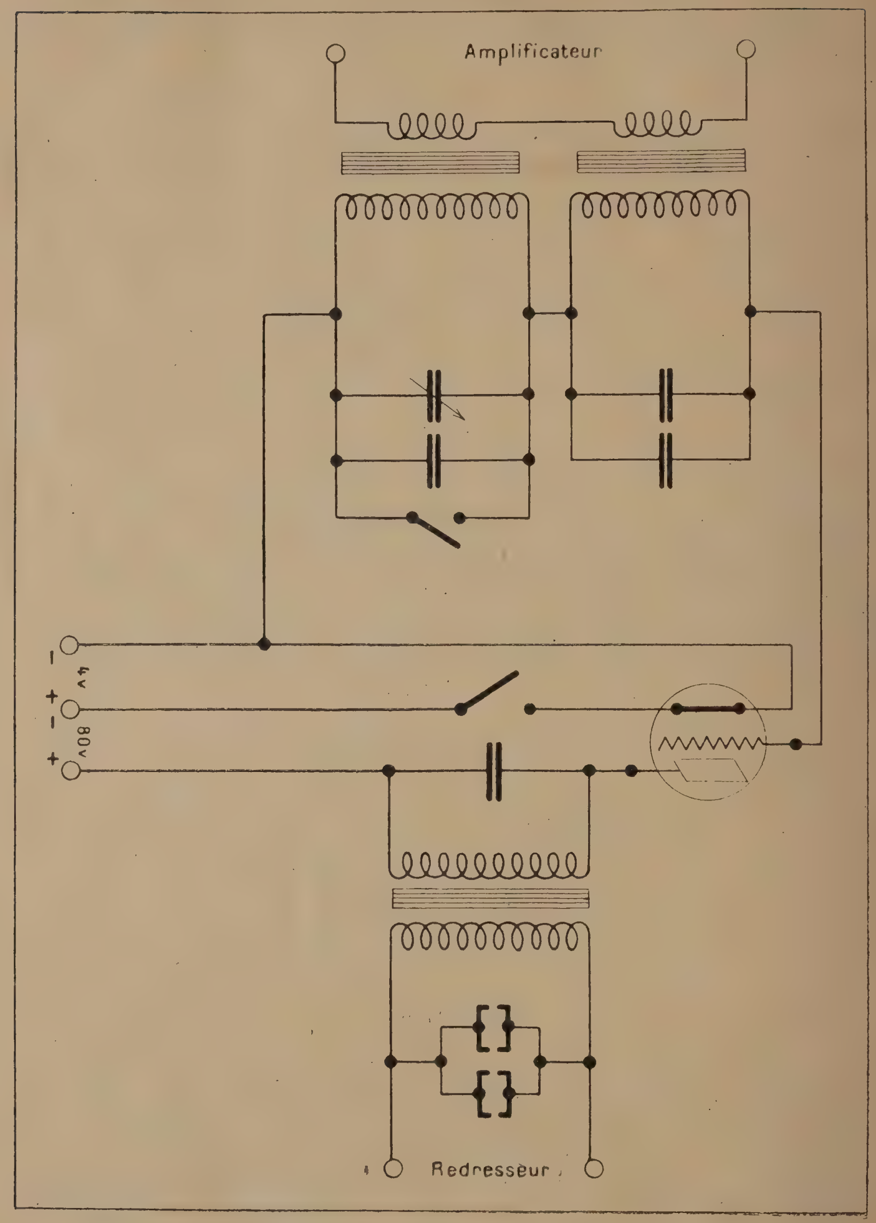


Fig. 352.

tension, aux bornes de ce circuit, des oscillations induites par le courant détecté dû à un signal est considérable et dépasse notablement la surtension dans le circuit désaccordé; cette

deuxième devient négligeable pour un faible écart dans l'accord. En ce qui concerne le signal, le différentiel agit donc sensiblement comme un étage d'amplification de basse fréquence à circuit résonnant unique.

L'action du courant parasite détecté est bien différente :

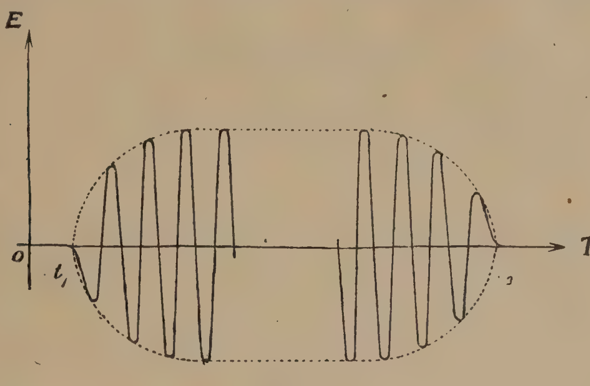


Fig. 353.

pendant la période de temps *a* (fig. 351 *bis*) ce courant est constant et ne peut agir sur le différentiel par induction; pendant la période *b*, le courant détecté dû au parasite *n'a pas une forme sinusoïdale*; le coefficient de surtension d'un pareil courant est faible, quelle que soit la période du circuit oscillant; il sera le même sensiblement dans les deux circuits du diffé-

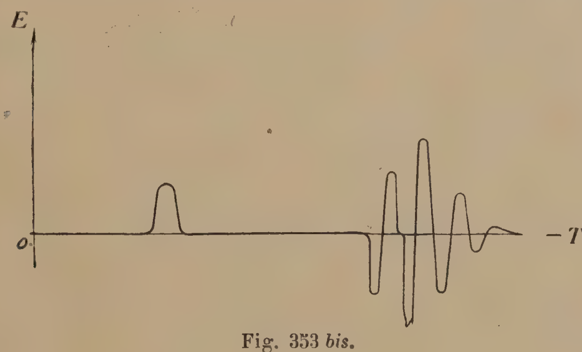


Fig. 353 *bis*.

rentiel qui ne sont que peu désaccordés : par suite l'action résultante des deux circuits en opposition est négligeable.

La figure 353 donne un oscillogramme des forces électromotrices, dues au signal, induites dans le différentiel.

La figure 353 *bis* donne l'oscillogramme des forces électro-

motrices, dues aux parasites, induites dans les enroulements du différentiel.

L'amplitude des ondes induites par l'hétérodyne dans le secondaire est variable à volonté et d'autant plus faible que l'amplification est plus élevée; on a été ainsi conduit à réduire l'action de l'hétérodyne à une valeur bien inférieure à celle employée couramment en enfermant l'appareil avec ses accumulateurs d'alimentation dans un caisson métallique; un volet métallique à glissière, disposé sur la paroi droite du caisson, permet de démasquer une ouverture variable devant la self inductance du circuit secondaire et, par suite, de régler à volonté l'action de l'hétérodyne.

Si l'on désire enregistrer les signaux sur un ondulateur ou sur un appareil imprimeur, un redresseur disposé à la sortie du différentiel transforme les courants téléphoniques en courants télégraphiques; ceux-ci agissent sur le relais Baudot transformé qui envoie sur la ligne joignant le poste de réception au Bureau Central les courants destinés à actionner les appareils enregistreurs.

Un galvanomètre placé entre le redresseur et le relais permet d'effectuer le contrôle des courants qui traversent le relais; en parallèle sur la ligne vers le Bureau Central est disposé un ondulateur destiné à s'assurer de la netteté des signaux et du bon fonctionnement de l'ensemble récepteur.

CHAPITRE VIII

CONTRÔLEURS D'ONDES. USAGES

I. Généralités. — Mesure des longueurs d'onde par la méthode de résonance.
II. Contrôleur d'onde. — Description.
III. Usages du contrôleur d'onde. — Mesure de la longueur d'onde de l'émission de la station. Mesure de la longueur d'onde des signaux émis par la station. Réglage préalable des appareils de réception pour une longueur d'onde donnée. Mesure de la capacité d'un condensateur. Mesure de la self-induction d'une bobine. Mesure de la longueur d'onde propre d'une antenne. Mesure de la capacité et de la self effective d'une antenne.
IV. — Mesure de la résistance d'un circuit oscillant en haute fréquence. Mesure de la résistance d'une antenne. Mesure de la hauteur effective d'une antenne. Calcul de la résistance de rayonnement d'une antenne.

I. — GÉNÉRALITÉS

Mesures des longueurs d'onde par la méthode de résonance. — 1° Si l'on désire mesurer la longueur d'onde des oscillations qui se produisent dans un circuit (1), on le dispose en couplage lâche avec un circuit étalonné, dont on connaît la longueur d'onde propre pour toute valeur de ses éléments-self et capacité. Un appareil de mesure, dont la sensibilité dépend des conditions de l'expérience (ampèremètre-téléphone), permet de percevoir le maximum d'intensité dans le circuit étalonné : la résonance est alors établie et l'on en déduit la valeur de la longueur d'onde des oscillations qui parcourent le circuit (1).

2° Pour la mesure de la longueur d'onde propre d'un circuit oscillant (2), on excite ce dernier par couplage lâche avec une source d'émission de très faible puissance étalonnée dont on peut faire varier d'une manière continue la longueur d'onde. La résonance avec le circuit (1) est constatée à l'aide d'un appareil de mesure disposé sur le circuit (2).

La courbe de résonance est d'autant plus aiguë et par suite la mesure est d'autant plus précise que le couplage entre les deux circuits est plus lâche et que l'amortissement du circuit de mesure est plus faible.

II. — CONTRÔLEUR D'ONDE

Description. — L'appareil de mesure étalonné servant tantôt comme poste de réception, tantôt comme poste d'émission est appelé *un contrôleur d'ondes*. Il comprend (fig. 354) :

1° *Un circuit oscillant étalonné* constitué en général par une self fixe en série avec une capacité à air variable d'une manière continue; la longueur d'onde $\lambda^m = 3 \times 10^8 \times 2\pi\sqrt{LC}$ montre l'influence des variations de capacité sur la longueur d'onde propre du circuit.

2° *Un circuit récepteur* apériodique couplé avec le circuit oscillant; il se compose de deux bobines en série avec un détecteur et un téléphone. A un maximum d'intensité dans le circuit oscillant correspond un maximum de son au téléphone.

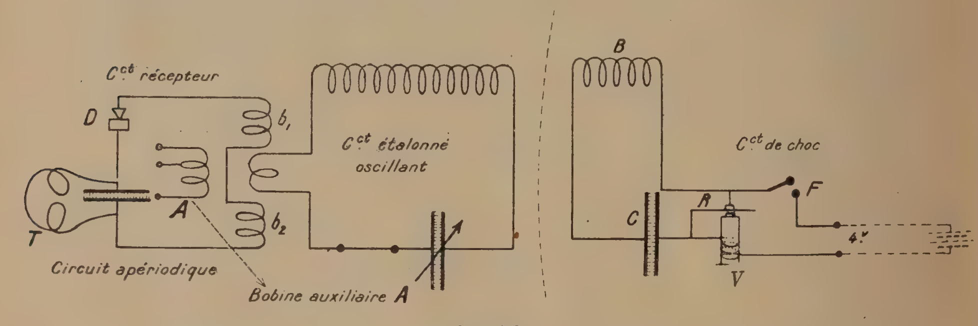


Fig. 354.

3° *Un dispositif de charge du circuit oscillant ou circuit de choc* dont la figure 354 donne le principe. Une bobine B de choc est couplée avec le circuit oscillant. En série se trouvent le condensateur C, la bobine V d'un vibrateur et une pile de 4 volts. Lorsque le ressort R est attiré, il se produit une brusque variation d'intensité dans la bobine B, donnant naissance à des oscillations dans le circuit étalonné.

4° *Une bobine auxiliaire* A. — Cette bobine est couplée avec le circuit oscillant et disposée en série sur une antenne ou sur un circuit fermé extérieur; son coefficient d'induction mutuelle avec le circuit oscillant est variable, soit par variation du nombre de spires, soit par déplacement par rapport au circuit étalonné.

Le couplage du circuit récepteur avec le circuit oscillant se fait par l'intermédiaire de deux bobines b_1 et b_2 identiques, couplées en opposition et placées dissymétriquement par rapport au circuit oscillant : ainsi, tout champ oscillant uniforme est sans action sur le système détecteur-téléphone et celui-ci

n'est sensible qu'aux oscillations qui se produisent dans le circuit oscillant. Ce résultat est particulièrement cherché dans les mesures au poste d'émission où le champ relativement intense agirait directement sur le circuit récepteur par l'intermédiaire du circuit oscillant étalonné. A la réception au contraire, il peut y avoir avantage soit à supprimer l'une des deux bobines b_1 ou b_2, soit à les disposer en concordance, surtout pour des mesures sur de fortes longueurs d'onde ; un commutateur émission-réception permet d'obtenir les deux résultats (position émission : bobines en opposition — position réception : suppression d'une bobine).

III. — USAGES DU CONTRÔLEUR D'ONDE

Les principales opérations qu'il est possible d'effectuer avec un contrôleur d'onde dans une station de T. S. F. sont les suivantes :

1° Mesure de la longueur d'onde de l'émission de la station ;

2° Mesure de la longueur d'onde des signaux reçus par une station de réception ;

3° Réglage préalable des appareils de réception pour une longueur d'onde donnée ;

4° Mesure de la capacité d'un condensateur ;

5° Mesure de la self d'une bobine ;

6° Mesure de la longueur d'onde propre d'une antenne ;

7° Mesure de la capacité et de la self effective d'une antenne.

1° Mesure de la longueur d'onde de l'émission de la station. — Le commutateur (émission-réception) étant sur le plot émission, on fait varier la capacité du circuit étalonné jusqu'à percevoir au téléphone le maximum de son ; la résonance est obtenue et il suffit de lire la longueur d'onde inscrite en face de l'aiguille entraînée par l'armature mobile du condensateur. Le contrôleur d'onde est utilisé *comme poste de réception*.

2° Mesure de la longueur d'onde des signaux reçus par la station. — Les circuits de réception primaire et secondaire ayant été accordés sur la réception, il suffit de mesurer la longueur d'onde propre d'un de ces circuits. Dans ce but, on utilise le contrôleur d'onde comme poste d'émission ; on excite (fig. 355) l'antenne par l'intermédiaire de la bobine auxiliaire A intercalée sur le circuit d'antenne : on fait varier la longueur d'onde des émissions par variation de la capacité C_1 jusqu'à entendre un son maximum au téléphone T ; il suffit de lire la longueur d'onde indiquée par le contrôle d'onde. La bobine A intercalée dans le circuit antenne est généralement sans effet sensible sur la période propre de ce circuit.

3° Réglage préalable des appareils de réception pour une lon-

gueur d'onde donnée. — Le même montage permet d'obtenir ce résultat; les émissions du contrôleur d'onde étant réglées sur la longueur d'onde donnée, on accorde les circuits primaire et

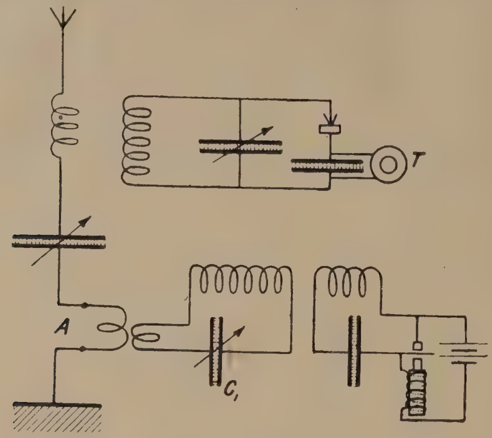


Fig. 355.

secondaire du poste de réception jusqu'au maximum de son au téléphone T; on suit pour ce réglage la méthode indiquée à propos du réglage d'un poste de réception[1], le contrôleur d'onde étant le poste d'émission.

4° **Mesure de la capacité d'un condensateur.** — Pratiquement, on se sert de deux contrôleurs d'onde en couplage lâche, l'un utilisé comme poste d'émission sur une longueur d'onde fixe, l'autre comme poste de réception.

Le premier étant accordé sur une certaine longueur d'onde, on règle le deuxième à la résonance; on dispose (fig. 356) ensuite la capacité x en parallèle aux bornes de la capacité C_2; la longueur d'onde propre du circuit est augmentée puisque la capacité est augmentée de x; pour rétablir la résonance, il faut diminuer la capacité du contrôleur de la valeur C_2 jusqu'à une valeur C'_2, telle que :

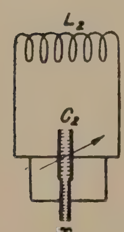


Fig. 356.

$$x = C_2 - C'_2.$$

Si l'on dispose x en série avec C_2, la capacité du circuit oscillant est diminuée et pour ramener la résonance, il faut augmenter la capacité du contrôleur de la valeur C_2 jusqu'à une valeur C''_2; telle que :

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{x} + \frac{1}{C''_2}, \qquad x = \frac{C_2 \times C''_2}{C''_2 - C_2}.$$

(1) Page 144.

5° **Mesure de la self-induction d'une bobine.** — Le dispositif étant le même, on note la valeur de la capacité C_2 lorsque les deux contrôleurs sont en résonance; on intercale dans le circuit oscillant du contrôleur récepteur la self x à mesurer; pour rétablir la résonance, il faut diminuer la capacité du 2ᵉ contrôleur jusqu'à une valeur C'_2 telle que : $2\pi\sqrt{C_2L_2} = 2\pi\sqrt{C'_2(L_2+x)}$ valeur égale à la période des oscillations du contrôleur (1) d'émission. L_2 représente la valeur de la self fixe du contrôleur (2). On en déduit :

$$x = \frac{C_2 - C'_2}{C'_2} L_2.$$

6° **Mesure de la longueur d'onde propre d'une antenne.** — On utilise le montage de la figure 355. Le secondaire du circuit d'écoute étant apériodique, on fait varier la longueur d'onde du contrôleur jusqu'à entendre un maximum de son en T : la valeur λ_0 indiquée par le contrôleur d'onde est la longueur d'onde de l'antenne.

7° **Mesure de la capacité et de la self effective d'une antenne.** — On mesure d'abord la longueur d'onde propre λ_0 de l'antenne, on intercale en série dans l'antenne une capacité C connue et l'on mesure comme au (6ᵉ) la nouvelle longueur d'onde λ_1 de l'antenne.

On remplace la capacité C par une self connue L et l'on mesure la longueur d'onde λ_2 de l'antenne. On possède pour calculer la capacité effective C_e et la self effective L_e les trois relations :

$$\begin{cases} \lambda_0 = 2\pi\sqrt{C_eL}, \\ \lambda_1 = 2\pi\sqrt{L_e \times \dfrac{CC_e}{C+C_e}}, \text{ (1)} \\ \lambda_2 = 2\pi\sqrt{C_e(L+L_e)}. \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} C_e = C\dfrac{\lambda_0^2 - \lambda_1^2}{\lambda_1^2}, \\ L_e = L\dfrac{\lambda_0^2}{\lambda_2^2 - \lambda_0^2}. \end{cases}$$

IV. — AUTRES MESURES EN T. S. F.

Mesure de la résistance d'un circuit oscillant en haute fréquence. — Sans insister, nous indiquerons brièvement le principe d'une méthode utilisée pour mesurer la résistance d'un circuit oscillant fermé ou ouvert en haute fréquence.

Principe : On excite le circuit oscillant par couplage avec un circuit A parcouru par un courant de fréquence égale à celle pour laquelle on désire mesurer la résistance du circuit oscillant (fig. 357).

(1) La capacité C est en série avec la capacité C_e de l'antenne.

Celui-ci étant réglé à la résonance, on note l'intensité i_1 [1] du courant qui le parcourt :

$$i_1 = \frac{E}{R},$$

E étant la valeur de la force électromotrice induite dans le circuit oscillant et R, sa résistance pour la fréquence de résonance.

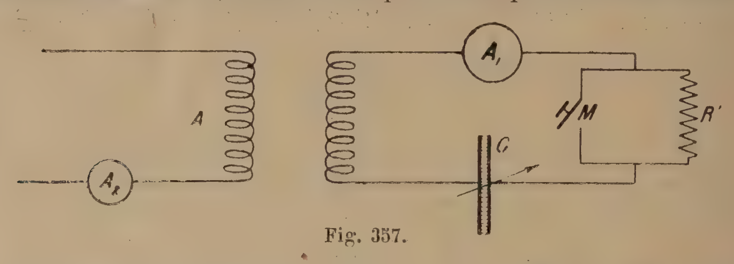


Fig. 357.

On introduit une résistance R′ connue dans le circuit oscillant ; l'intensité devient i_2 :

$$i_2 = \frac{E}{R + R'}.$$

La résistance R a pour valeur :

$$R = R \times \frac{i_2}{i_1 - i_2}.$$

La connaissance de i_1, i_2 et R′ permet de calculer R.

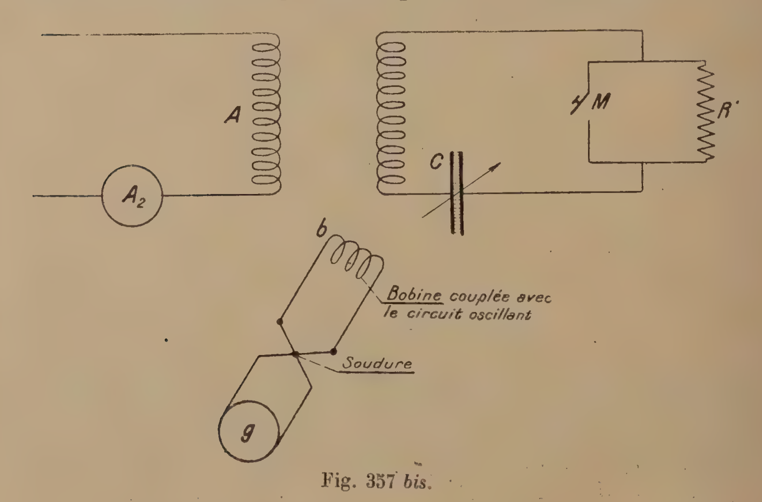


Fig. 357 *bis*.

Les intensités i_1 et i_2 sont mesurées soit au moyen d'un ampèremètre A_1 intercalé dans le circuit (fig. 357), soit au moyen

(1) Au moyen de l'ampèremètre A_1.

d'un galvanomètre continu *g* sur lequel débite la force électromotrice développée par l'échauffement d'une soudure parcourue par le courant induit par le circuit oscillant dans une bobine *b* (fig. 357 *bis*).

L'introduction de la résistance R′ s'obtient en ouvrant l'interrupteur M.

Le condensateur C variable sert à régler la résonance du circuit oscillant.

Le courant qui parcourt le circuit A doit être constant pendant la durée de la mesure ; un ampèremètre A_2 permet de vérifier cette constance.

La résistance R′ sans self est généralement constituée par un fil rectiligne de très faible diamètre (jusqu'à $\frac{2}{100}$ de mm.) ayant très sensiblement même résistance en continu et en haute fréquence.

Mesure de la résistance d'une antenne. — Cette mesure doit être faite sur la longueur d'onde de travail. Le schéma de mon-

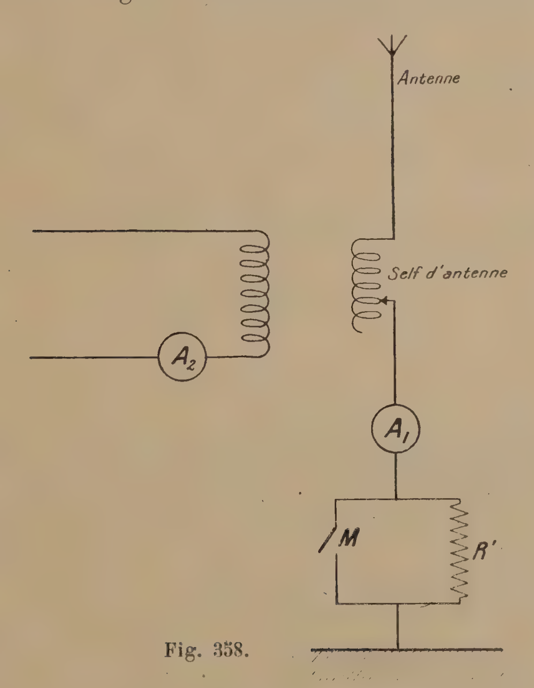


Fig. 358.

tage est celui de la figure 358. On excite l'antenne au moyen d'une hétérodyne A dont on règle la période en résonance avec l'antenne ; on note les intensités à la base avant et après l'introduction de la résistance R′ ; un ampèremètre A_1 (fig. 358)

ou plutôt un galvanomètre g monté sur un couple thermo-électrique (fig. 358 *bis*), permet de mesurer ces intensités.

La résistance ainsi mesurée est la somme de la résistance *utile de rayonnement* et de la résistance inutile correspondant à toutes les pertes dans l'antenne.

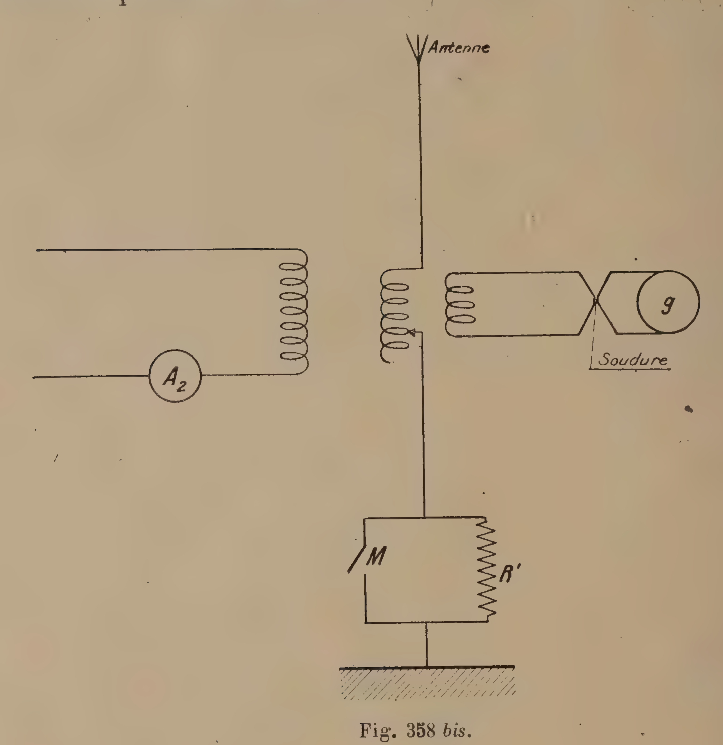


Fig. 358 *bis*.

Mesure de la hauteur effective d'une antenne. Calcul de la résistance de rayonnement d'une antenne. — La connaissance du champ électromagnétique produit à une distance connue par une antenne parcourue par un courant également connu sur une longueur d'onde connue permet de calculer la hauteur effective h_{eff}.

Le champ magnétique a pour valeur

$$M_{eff} = 120\pi \times \frac{1}{r} \times \frac{h_{eff} I}{\lambda}, \quad (1)$$

d'où :

$$h_{eff} = \frac{M_{eff}}{120\pi} \times \frac{r\lambda}{I} = \frac{r\lambda}{120\pi} \times \frac{M_{eff}}{I}.$$

(1) Voir la signification des divers facteurs, p. 86.

Les éléments λ et I étant mesurés au poste d'émission, il suffit de mesurer le champ magnétique M_{eff} par l'intensité du courant qu'il induit dans un cadre de surface S connue et de résistance ρ mesurée au préalable suivant la méthode indiquée au paragraphe précédent. Ce cadre, *en résonance avec les émissions et dirigé sur l'antenne* est parcouru par un courant de valeur efficace i_{eff} :

$$i_{eff} = \frac{M_{eff}\,\omega\,S}{\rho},$$

$$M_{eff} = \rho\frac{i_{eff}}{S\omega}.$$

La mesure de i_{eff} au moyen d'un appareil sensible (thermo-galvanomètre, bolomètre, par exemple) permet de calculer M_{eff} et par suite h_{eff}.

La distance r ne doit être ni trop forte, ni trop faible : dans le premier cas, l'intensité i_{eff} est difficile à mesurer par suite de faiblesse, dans le deuxième, la formule (1) cesse d'être applicable ; une distance de deux à trois longueurs d'onde est convenable.

La valeur de la résistance de rayonnement de l'antenne se déduit de la mesure de h_{eff} grâce à la formule suivante indiquée en Radiotechnique :

$$R_r = 160\pi^2\left(\frac{h_{eff}}{\lambda}\right)^2.$$

Si R est la résistance totale de l'antenne, R_r sa résistance de rayonnement, la résistance R_0 inutile a pour valeur :

$$R_0 = (R - R_r)$$

et le rendement de l'antenne est :

$$\eta = \frac{R_r}{R}.$$

Mesure de la résistance d'une antenne sur laquelle débite un alternateur H. F. (fig. 358 *ter*). — Une méthode facile de mesure de la résistance de l'antenne dans les conditions de travail est la suivante :

1° La résonance étant établie, on note le courant I_A dans l'antenne, le courant I_P dans le primaire du Tesla ;

2° On coupe le primaire et l'on note la f. é. m. E de l'alternateur ;

3° On admet (ce qui est pratiquement vrai) que lorsque l'alternateur débite sur l'antenne, la f. é. m. E est en phase avec le courant I_P ; dans ces conditions la puissance fournie par l'alternateur est :

$$EI_P.$$

Si l'on déduit de cette puissance celle dissipée sous forme

inutile dans l'induit et le primaire du Tesla dont la résistance est de $\frac{2}{10}$ d'ohm pour un alternateur de 250 kilowatts, on

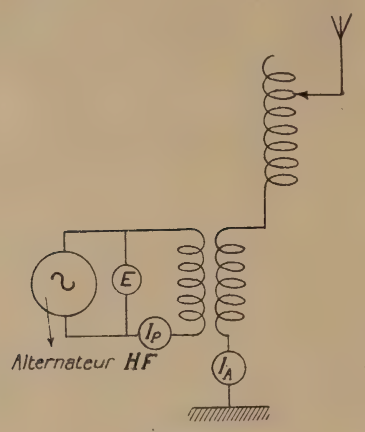


Fig. 358 *ter*.

obtient pour valeur de la puissance mise dans l'antenne :

$$P_a = EI_P - 0{,}2\, I_P^2.$$

La résistance de l'antenne est alors :

$$R = \frac{P_a}{I_A^2} = \frac{EI_P - 0{,}2\, I_P^2}{I_A^2}.$$

La valeur trouvée est une limite supérieure de la résistance d'antenne.

QUATRIÈME PARTIE

ETUDE DU RÉSEAU RADIOTÉLÉGRAPHIQUE FRANÇAIS DE L'ADMINISTRATION DES P. T. T.

I. Généralités.

II. Réseau des grands postes. — Conséquence du réseau. Exploitation en duplex. Centre radioélectrique. Bureau central radio. Commande à distance de la station d'émission à partir du B. C. R. Enregistrement au B. C. R. des signaux captés au centre de réception. Liaisons à l'intérieur du centre radioélectrique. Quelques détails sur l'agencement technique des divers organes du centre radioélectrique. Organisation du réseau des grands postes de l'administration des P. T. T. Station de Croix d'Hins.

III. Réseau des postes intérieurs.

IV. Réseau des postes côtiers.

V. Activité du réseau des P. T. T.

ÉTUDE DU RÉSEAU FRANÇAIS DE T. S. F. DE L'ADMINISTRATION DES P. T. T. MÉTHODES D'EXPLOITATION DE CE RÉSEAU

I. — GÉNÉRALITÉS

Le monopole des communications commerciales par télégraphie et téléphonie sans fil appartient en France à l'administration des P. T. T.

Le réseau de cette administration peut être divisé en trois catégories, répondant à des besoins différents et utilisant des moyens techniques convenables. Ce sont :

1° Le réseau des communications à grande distance ou réseau des grands postes;

2° Le réseau des postes intérieurs;

3° Le réseau des postes côtiers.

II. — RÉSEAU DES GRANDS POSTES

Conséquence du réseau. — Ce réseu a comprend :

Quatre stations d'émission à grande puissance. — Croix-d'Hins, La Doua, Eiffel, Basse-Lande. Les deux premières appartiennent à l'Administration des P, T, T., la troisième, au

département de la Guerre et la dernière au département de la Marine.

Un centre de réception situé à Villejuif. Là se trouvent réunies les sept écoutes des divers correspondants.

Nous donnerons tout d'abord quelques indications sur le but que l'on se propose dans les communications par T. S. F. à grande distance.

Exploitation en duplex. Centre radioélectrique. — Supposons que l'on ait à établir une communication par T. S. F. entre Paris et New-York, par exemple; nous devons disposer en chacun de ces deux points des diverses installations suivantes :

1° *Un poste d'émission* de puissance suffisante pour permettre en tout temps et quelle que soit l'intensité des atmosphériques une réception sûre en Amérique des signaux émis par la station française et *vice versa.*

2° *Un poste de réception.* — La figure 359 indique la marche des télégrammes transmis entre les *deux centres radioélectriques.* A

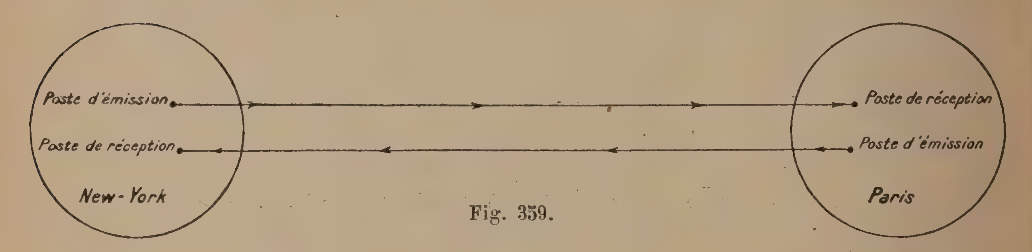


Fig. 359.

l'intérieur de chacun de ces centres radioélectriques un certain nombre de liaisons par fil doivent être établies d'une manière parfaite :

1° *Liaison entre le centre d'émission et le centre de réception.*

2° *Liaison entre le centre de réception et le réseau central télégraphique le plus proche.*

3° *Liaison entre le centre d'émission et le central télégraphique le plus proche.* — Un télégramme déposé à Nancy, par exemple, à destination de San Francisco est transmis par fil au central télégraphique de Paris; de là, par fil au poste d'émission du centre radioélectrique ; reçu à New-York au poste de réception, il est envoyé par fil au central télégraphique de cette ville et dirigé ensuite vers San Francisco.

Un télégramme étant mal reçu à la station de réception américaine, celle-ci par l'intermédiaire de la station d'émission, envoie à Paris une demande de répétition reçue au poste de réception, et transmis par fil au poste d'émission. — Afin d'obtenir *une conversation* suivie entre les deux centres radioélectriques, des relations intimes doivent exister entre poste d'émission et de réception de chacun de ces centres.

Bureau central radio. — A cette organisation, on préfère celle représentée par la figure 360.

Un organe intermédiaire appelé *Bureau Central Radio* (B. C. R.) effectue les divers services suivants :

1° Il *reçoit* du Central Télégraphique les télégrammes à transmettre par voie radio : il *les dirige* vers le poste d'émission.

2° Il *reçoit* du poste de réception les télégrammes venant d'Amérique et *les transmet* au central télégraphique ; celui-ci les achemine par fil au lieu de destination.

3° Il *reçoit* du poste de réception les demandes de répétition et, d'une manière générale, tous signaux de service ; il *les transmet* par fil au poste d'émission.

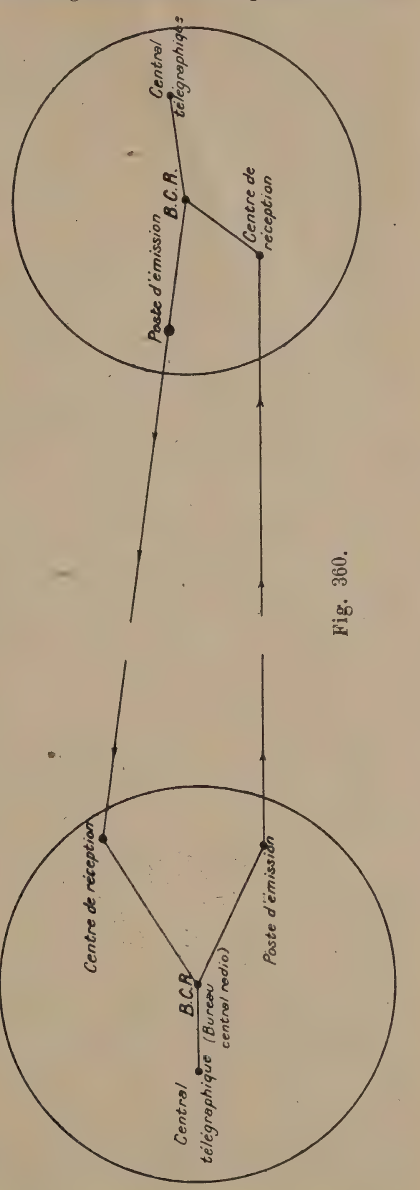


Fig. 360.

Commande à distance de la station d'émission à partir du B. C. R. Enregistrement au B. C. R. des signaux captés au centre de réception. Liaisons à l'intérieur du centre radioélectrique. — La fonction du B.C.R. étant présentée comme ci-dessus, les avantages de celui-ci pourraient être contestables. — En réalité :

1° La commande du poste d'émission s'effectue à partir du B. C. R. ; un appareil télégraphique (manipulateur, transmetteur automatique Creed), envoie sur la ligne du poste d'émission des courants télégraphiques ; ceux-ci actionnent un relais Baudot qui commande les divers étages de relais de manipulation du poste d'émission.

2° Les signaux du correspondant américain, captés au centre de réception sont automatiquement retransmis jusqu'au B. C. R.

Le service se trouve alors assuré par l'intermédiaire des liaisons suivantes :

1° Liaison par fil au Baudot entre central télégraphique et B. C. R. Cette liaison peut être doublée par un tube pneumatique.

2° A l'intérieur du B. C. R. : liaison très rapide (boulisterie) entre la salle du Baudot d'une part, la salle de manipulation du poste d'émission, la salle de réception des écoutes — d'autre part.

3° A l'intérieur du B. C. R., la liaison entre la salle de manipulation et la salle de réception est obtenue par leur proximité.

4° Liaison entre agents manipulants du B. C. R. et agents techniques du poste d'émission (téléphone de préférence) pour les demandes de mise en marche des machines, arrêts, etc.

5° Liaison téléphonique directe entre agents de réception du B. C. R. et agents du centre d'écoute qui règlent les appareils.

Quelques détails sur l'agencement technique des divers organes du centre radioélectrique. — Nous donnerons quelques détails sur l'agencement technique des divers organes :

1° *Salle du Baudot* : bureau télégraphique ordinaire.

2° *Salle de manipulation* : on y trouve :

a) Les appareils télégraphiques de manipulation; généralement, on utilise des *transmetteurs automatiques Wheatstone-Creed* dont la vitesse peut atteindre jusqu'à 200 mots à la minute. Ils sont commandés par une bande, perforée à l'aide d'une *perforatrice Kleinschmidt*; celle-ci possède un clavier analogue à celui d'une machine à écrire et permet d'obtenir en appuyant sur une touche la perforation de la lettre correspondante.

b) La liaison (boulisterie) avec la salle du Baudot.

c) La liaison, téléphonique de préférence, avec le chef de quart de la salle des machines du poste d'émission.

d) Les *appareils de contrôle de l'émission* : la station d'émission étant parfois éloignée (Croix-d'Hins, 500 km., Sainte-Assise, 50 km.), des accidents sur la ligne de commande peuvent se produire sans que les agents manipulants s'en aperçoivent; aussi un poste de réception de faibles dimensions (vu la puissance de la station d'émission), reçoit par T. S. F. les signaux de ce poste d'émission : les agents manipulants contrôlent ainsi, eux-mêmes, la qualité des signaux émis; tout défaut sur la ligne ou au poste d'émission est immédiatement reconnu.

3° *Poste de réception.* — Un poste, analogue à celui décrit page 278 et suiv., permet d'envoyer au B. C. R. soit des courants téléphoniques, soit des courants télégraphiques; dans le premier cas, il est possible d'effectuer une écoute à l'oreille, dans le deuxième, il est possible d'enregistrer les signaux, soit au moyen d'un ondulateur genre Lauritzen, soit au moyen d'un récepteur imprimeur Creed.

4° *Salle de réception des écoutes du B. C. R.* — Là on reçoit du poste d'écoute, soit des courants téléphoniques, soit des courants télégraphiques, ainsi que nous venons de l'indiquer; une liaison téléphonique (1) est absolument indispensable entre agents du centre d'écoute et agents correspondants du B. C. R.

5° *Poste d'émission.* — C'est une Centrale Électrique qui transforme une forme d'énergie électrique en énergie H. F. qu'elle rayonne en partie. Le rôle des agents techniques se borne à mettre l'énergie H. F. à la disposition des agents manipulants du B. C. R.

Organisation du réseau des grands postes de l'Administration des P. T. T. — Ce réseau est la juxtaposition de quatre centres radioélectriques correspondant aux quatre stations d'émission : Croix-d'Hins — La Doua — Eiffel — Basse-Lande.

Les écoutes sont toutes centralisées à Villejuif. — Le B. C. R. comprend une salle de Baudot, quatre salles de manipulation, quatre salles de réception des écoutes, etc.

Les figures 361 et 362 donnent une vue d'ensemble de l'organisation du réseau.

Station de Croix d'Hins. — *Source d'alimentation* : secteur triphasé : 50 000 volts, 50 périodes.

Poste de transformation, deux transformateurs de 2 500 kilowolts-ampère chacun et pouvant être disposés en parallèle. — Le 50 000 volts est transformé en 2 200 volts.

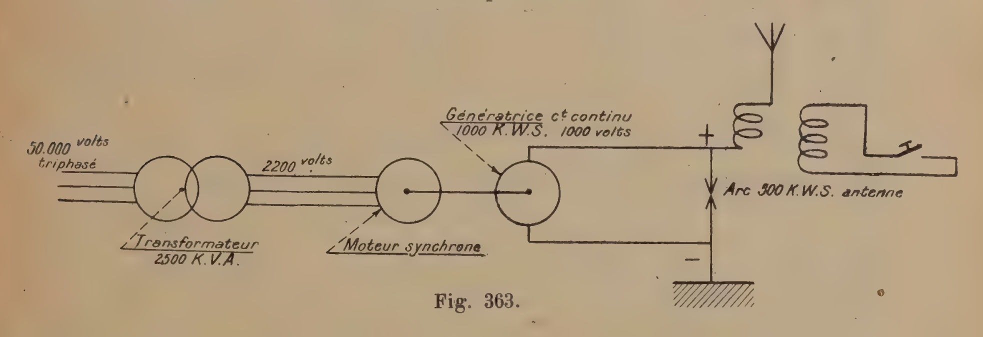


Fig. 363.

Deux groupes moteur synchrone, génératrice courant continu de 1 000 kilowatts — 1 000 volts pour l'alimentation des arcs.

Deux arcs de 500 kilowatts antenne pouvant être branchés l'un ou l'autre sur l'antenne. Le montage de l'arc est un montage direct; la manipulation s'effectue en court-circuitant un circuit couplé avec la self d'antenne.

Antenne-pylône : L'antenne en nappe de $\frac{50}{1000}$ de microfarad

(1) Ou télégraphique.

de capacité, de longueur d'onde propre voisine de 7 000 m. travaille sur 23 450 m. grâce à l'adjonction d'une self d'antenne. L'intensité normale à la base de l'antenne est de 450 ampères; la

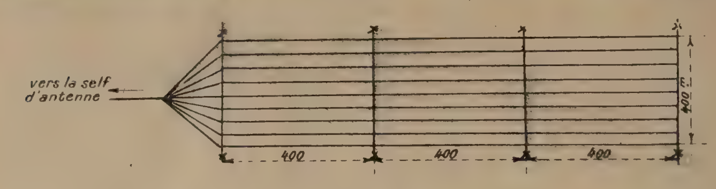


Fig. 364.

résistance totale de l'antenne étant de 1 ohm [1], la puissance dissipée est de $1 \times (450)^2 = 203$ kilowatts. 8 pylônes rigides de 250 m. de hauteur espacés de 400 m. supportent l'antenne (fig. 364) dont la hauteur effective est égale à 170 m.; la résistance de rayonnement pour 23,450 m. est égale à 0,083 ohms et le rendement à 8,3 p. 100.

III. — RÉSEAU DES POSTES INTÉRIEURS

Ce réseau ne comporte à l'heure actuelle que des postes de faible puissance, destinés à remplacer dans certaines régions les communications par fil, rendues difficiles par suite de conditions particulières ; *postes de montagne — liaison entre la France et des îles voisines.*

A ce réseau on peut rattacher des postes de moyenne puissance (25 kilowatts) comme celui de Pézenas destiné particulièrement à assurer des communications avec l'Algérie.

L'utilisation de postes de moyenne puissance peut se développer dans le futur pour doubler, dans certains cas, des communications par fil entre centres importants; les distances restreintes permettent l'emploi de faibles puissances et des vitesses de transmission comparables à celles utilisées dans la télégraphie sur fil, grâce à l'emploi de postes à lampes.

IV. — RÉSEAU DES POSTES CÔTIERS

Établi dès l'apparition de la T. S. F., il comprend à l'heure actuelle neuf stations distribuées sur le littoral de la France et de l'Algérie; ce sont celles de : Cros de Cagnes — Marseille —

(1) Elle est descendue jusqu'à la valeur de 0$^{\omega}$,85.

les Saintes-Maries-de-la-Mer — Bonifacio — Le Bouscat — Bordeaux — Ouessant — Le Havre — Boulogne — Fort-de-l'Eau (près d'Alger).

Elles doivent assurer l'échange des correspondances avec les stations de bord (bateaux) situées dans leur rayon d'action.

Jusqu'ici seules les ondes amorties sont utilisées sur la longueur d'onde de travail de 600 m. — Le service se fait à l'alternat : la même antenne sert, tantôt à l'émission, tantôt à la réception.

Les systèmes d'émission sont, soit du type « charge au moyen d'une source de courant alternatif : poste à impulsion », soit du type « charge au moyen d'une source à f. é. m. constante haute tension ».

L'antenne, généralement en T est supportée par deux pylônes métalliques de 50 ou 75 m. de hauteur selon les stations. La portée atteint environ 700 km.

V. — ACTIVITÉ DU RÉSEAU DES P. T. T.

Voici à titre documentaire, le relevé du trafic effectué par le réseau de T. S. F. de l'Administration des P. T. T.

1° Réseau des grands postes (année 1921).

NOMS DES STATIONS	MOIS DE FÉVRIER				MOIS DE MARS			
	TOTAUX DE LA PLUS FORTE JOURNÉE		MOYENNE JOURNALIÈRE		TOTAUX DE LA PLUS FORTE JOURNÉE		MOYENNE JOURNALIÈRE	
	Nombre de télégr.	Nombre de mots.	Nombre de télégr.	Nombre de mots.	Nombre de télégr.	Nombre de mots.	Nombre de télégr.	Nombre de mots.
Lafayette (1) .	125	9 274	98	8 852	272	12 348	176	11 301
Lyon	44	3 416	37	2 816	58	6 667	46	5 620
Eiffel	74	9 297	62	8 224	222	9 654	194	8 372
Villejuif. . .	219	5 838	189	5 221	352	6 552	296	5 913
B. C. R. . .	480	28 922	396	26 314	842	37 229	721	32 016

(1) Ainsi, la station de Lafayette a transmis 247 856 mots dans le mois de février et 350 331 mots en mars 1921, pour la plus grande partie destinés à l'Amérique.

Depuis août 1922 cette station n'assure plus la communication avec l'Amérique ; elle est uniquement affectée aux communications à très grande distance avec les colonies françaises.

2° **Réseau des stations côtières (année 1922).**

	NOMBRE DE RADIO-TÉLÉGRAMMES	NOMBRE DE MOTS	MONTANT DES TAXES CÔTIÈRES
Télégrammes reçus . .	78 826	231 507	838 294,23
— transmis.	15 454	926 805	
Relèvements goniométriques	5 856	»	69 820,40
Total des taxes			908 114,63

S AU B.C.R.

P

A

M

H_5

H_4

L

conversation

H'

M'

Commande des relais à H.F.

A_1

0 Volts triphasé

Moteur Synchrone

S'

S

Arc HF

ansformateur 2200 K.V.A.

2200 Volts triphasé

Perforatrice

SALLE SALLE DES ARCS DE CROIX D'HINS

ission du poste de Croix-d'Hins. Le haut parleur peut être rem- ondulateur actionné par les cou- iques détectés ; ce mode de con- saire pour les grandes vitesses n où la lecture au son est im-

Am

e Résonnance

4 V

2° **Réseau des stations côtières** (année **1922**).

	NOMBRE DE RADIO-TÉLÉGRAMMES	NOMBRE DE MOTS	MONTANT DES TAXES CÔTIÈRES
Télégrammes reçus . .	78 826	231 507	838 294,23
— transmis.	15 454	926 805	
Relèvements goniométriques	5 856	»	69 820,40
Total des taxes			908 114,63

2° **Réseau des stations côtières** (année 1922).

	NOMBRE DE RADIO-TÉLÉGRAMMES	NOMBRE DE MOTS	MONTANT DES TAXES CÔTIÈRES
Télégrammes reçus	78 826	234 507	838 294,23
Télégrammes transmis	[illegible]	926 805	[illegible]
Relèvements goniométriques	5 856	»	69 820,40
Total des taxes			908 114,63

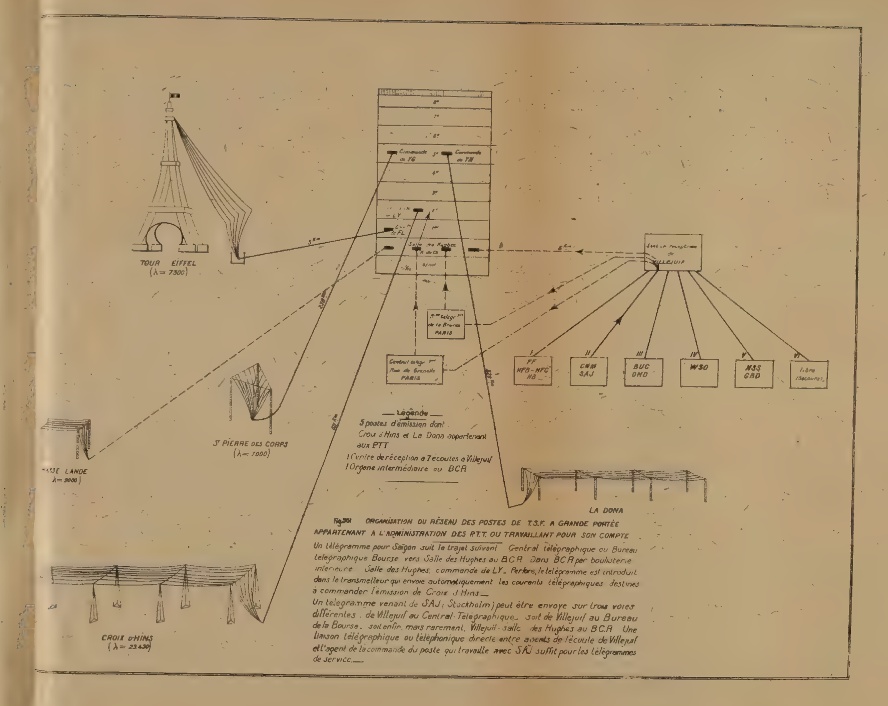


Fig. 361. ORGANISATION DU RÉSEAU DES POSTES DE T.S.F. A GRANDE PORTÉE APPARTENANT A L'ADMINISTRATION DES P.T.T. OU TRAVAILLANT POUR SON COMPTE

Un télégramme pour Saïgon suit le trajet suivant Central télégraphique ou Bureau télégraphique Bourse vers Salle des Hughes au B.C.R. Dans BCR par boulisterie intérieure Salle des Hughes, commande de LY. Perforé, le télégramme est introduit dans le transmetteur qui envoie automatiquement les courants télégraphiques destinés à commander l'émission de Croix d'Hins.

Un télégramme venant de SAJ (Stockholm) peut être envoyé sur trois voies différentes : de Villejuif au Central Télégraphique, soit de Villejuif au Bureau de la Bourse, soit enfin, mais rarement, Villejuif - salle des Hughes au B.C.R. Une liaison télégraphique ou téléphonique directe entre agents de l'écoute de Villejuif et l'agent de la commande du poste qui travaille avec SAJ suffit pour les télégrammes de service.

Fig. 362 ORGANISATION SCHÉMATIQUE D'UNE COMMANDE A DISTANCE DE CROIX D'HINS AU B.C.R.

Ligne de travail
conversation
Transmetteur
Bande perforée
Manipulateur automatique
Perforatrice
SALLE DE COMMANDE DE CROIX D'HINS AU B.C.R.
Cadre de contrôle
Amplificateur
Haut Parleur
Hétérodyne
RÉCEPTION DE CONTRÔLE
Moteur Synchrone
SALLE DES ARCS DE CROIX D'HINS

Légende

Le télégramme est perforé sur la perforatrice à clavier C fonctionnant sur la batterie d'accumulateurs O, de 110^v. La ... terres d'accumulateurs de 130^v. Le commutateur R à fiche, permet de remplacer le transmetteur automatique O. par le ... par la génératrice S continue ... Enfin une réception de contrôle permet aux agents de la salle de commande ...

TABLE DES MATIÈRES

Pages.

PREMIÈRE PARTIE

RAPPEL DE QUELQUES LOIS D'ÉLECTRICITÉ

DEUXIÈME PARTIE

RADIOTECHNIQUE

ÉTUDE D'UN CIRCUIT UNIQUE

CHAPITRE I. — CIRCUIT FERMÉ

CHAPITRE I (*suite*). — CIRCUIT OUVERT

CHAPITRE II. — ÉTUDE DE DEUX CIRCUITS COUPLÉS

CHAPITRE III. — PROPAGATION DE L'ÉNERGIE RAYONNÉE PAR UN CONDUCTEUR PARCOURU PAR DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE

TROISIÈME PARTIE

ÉTUDE DES APPAREILS D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION

ONDES AMORTIES. — ÉMISSION DES ONDES AMORTIES

CHAPITRE I. — UTILISATION D'UNE SOURCE A COURANT ALTERNATIF POUR LA CHARGE DES CONDENSATEURS

ÉMISSION DES ONDES AMORTIES

CHAPITRE I (*suite*). — EMPLOI DU COURANT CONTINU POUR LA CHARGE DES CONDENSATEURS

CHAPITRE II. — RÉCEPTION DES ONDES AMORTIES

ONDES ENTRETENUES
EMISSION DES ONDES ENTRETENUES

CHAPITRE III. — LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

ÉMISSION DES ONDES ENTRETENUES

CHAPITRE III (*suite* 1). — **EMPLOI DE L'ARC H. F. POUR LA PRODUCTION D'ONDES ENTRETENUES**

ÉMISSION DES ONDES ENTRETENUES

CHAPITRE III (*suite* 2). — **ALTERNATEURS HAUTE FRÉQUENCE**

CHAPITRE IV. — RÉCEPTION DES ONDES ENTRETENUES

CHAPITRE V. — EMPLOI DES CADRES POUR LA RÉCEPTION. — RADIOGONIOMÉTRIE

CHAPITRE VI. — RADIOTÉLÉPHONIE

CHAPITRE VII. — PROPAGATION DES ONDES A LA SURFACE DE LA TERRE. — PERTURBATIONS PARASITES

CHAPITRE VIII. — CONTRÔLEURS D'ONDES. — USAGES

Coulommiers. — Imp. Paul BRODARD. — 2180-7-23.


TK5745.V42
Veaux, [Henri]/Telegraphie et telephon
3288
MIT LIBRARIES
DUPL
3 9080 01930 0539

QUATRIÈME PARTIE

ÉTUDE DU RÉSEAU FRANÇAIS DE T. S. F. DE L'ADMINISTRATION DES P. T. T. MÉTHODES D'EXPLOITATION

Coulommiers. — Imp. Paul BRODARD. — 2180-7-23.


TK5745.V42
Veaux, [Henri]/Telegraphie et telephon
3288 RSC 00195439
MIT LIBRARIES DUPL
3 9080 01930 0539